



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

Relatório Científico EE015

ESTUDO DE UM ARRANJO DE NANOANTENAS PARA COMUNICAÇÃO ÓPTICA SEM FIO

Víctor Solano Ezquerro

24/06/2015

Dedico

Aos meus pais, que sempre me apoiaram e me deram uma sólida formação. Sempre estiveram presentes nos momentos mais difíceis da minha vida.

Sumário

1. Introdução	6
1.1. Âmbito do Projeto	6
1.2. Objetivo	7
1.3. Metodologia	8
2. Estado da Arte	9
2.1. Princípios Básicos de Antenas	9
2.2. Faixa de Frequências	9
2.3. Classificação das Antenas	12
2.4. Impedância de Entrada	15
2.5. Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S)	16
3. Tecnologia <i>Microstrip</i>	21
3.1. Linhas de Transmissão	21
3.2. Antenas de <i>Microfita</i>	21
3.2.1. Tipos de Ondas em antenas de <i>Microfita</i>	22
3.2.2. Linha de <i>Microfita</i>	25
3.2.3. Parâmetros das Antenas	27
3.3. Características Básicas	31
3.4. Antenas Retangulares	33
3.4.1. Modelos de Análise	34
3.4.2. Modelo de Linha de Transmissão	36
3.4.3. Diretividade	40
3.4.4. Ganho	41
3.4.5. Diagrama de Radiação	41
3.4.6. Largura de Banda	43
3.4.7. Polarização	44
3.5. Métodos de Alimentação	45
3.5.1. Alimentação com Linha de Transmissão	45
3.5.2. Alimentação por Sonda	45
3.5.3. Alimentação por Proximidade	46
3.5.4. Alimentação por Abertura	46
3.6. Arranjos de Antenas	48
3.6.1. Alimentação em Serie	48
3.6.2. Alimentação em Paralelo	49
3.6.3. Arranjos de Antenas de <i>Microfita</i>	50

4. Design.....	52
4.1. Design de um Elemento	53
4.2. Protótipos.....	56
4.2.1. Protótipo 1	58
4.2.2. Protótipo 2	63
4.2.3. Protótipo 3	71
4.3. Rede de Alimentação Completa.....	79
4.3.1. Divisor de 3 Portas	79
5. Fabricação	82
5.1. Método Elaboração Usando Fotolitografia Ultravioleta.....	82
6. Medição.....	84
6.1. Parâmetro S_{11}	84
7. Conclusões	90
8. Sugestões para Trabalhos Futuros	91
Referências Bibliográficas	92

1. Introdução

1.1. Âmbito do Projeto

Há décadas os sistemas de telecomunicação a curta e longa distâncias vêm utilizando frequências ópticas para atingir altas taxas de transmissão. Com o desenvolvimento e a adoção de dispositivos pessoais de comunicação cada vez mais avançados, incluindo *smartphones* e *tablets*, essa demanda por banda continuará crescendo para suportar novas tecnologias de comunicação, telepresença e entretenimento. Visando alcançar altas taxas de transmissão em dispositivos móveis há muito interesse da comunidade científica no desenvolvimento de canais de comunicação em espaço livre, que já demonstrou ser capaz de prover a banda necessária [1, 2, 3, 4, 5]. Neste contexto a antena óptica é um dos elementos fundamentais na composição do sistema de comunicação, sendo responsável pela excitação e a recepção da onda óptica radiada. As características dessa antena refletem diretamente sobre a especificação de potência do sistema, requisito crítico tanto para grandes centros de servidores quanto para dispositivos móveis.

Resultados promissores já foram apresentados quanto ao uso de grades de acoplamento como elementos de arranjos coerentes de antenas ópticas [1, 6, 7, 8, 9, 10], pois analogamente a outros sistemas de transmissão eletromagnética em espaço livre (radar, sensoriamento, e comunicação em RF e micro-ondas), o uso de arranjos possibilita aos sistemas não somente o aumento da diretividade do seu feixe de transmissão, mas também o controle da direção do seu lóbulo principal. Esse controle se dá em geral através da defasagem na alimentação de cada elemento do sistema de antenas. Como resultado obtém-se o aumento na eficiência do sistema e consequente diminuição do consumo de potência.

Apesar do uso de antenas ópticas dielétricas ser vantajoso em comparação a dispositivos plasmônicos devido à minimização de perdas (inerentes aos metais nessas frequências), elas apresentam tamanho consideravelmente maior que estes. A consequência principal de seu tamanho – mais o de quaisquer estruturas necessárias para sua alimentação – é a impossibilidade de posicionar essas antenas a distâncias da ordem do comprimento de onda dentro do arranjo, como geralmente ocorre em sistemas de RF ou micro-ondas. Assim, o efeito somado de todas as antenas acaba resultando em um lóbulo de radiação principal desejado e outras inúmeras cópias devido às altas ordens de difração [11, 12, 13, 14]. Esse fenômeno compromete a eficiência do sistema, pois a potência transmitida acaba dividida entre todos esses feixes.

Dessa maneira, identificamos a necessidade de desenvolver um arranjo de antenas ópticas que reduza o surgimento de altas ordens de radiação. Idealmente esse arranjo deve ser formado por elementos dielétricos de baixas perdas que possam ser integrados à eletrônica de controle. Acreditamos que esse sistema possa então finalmente abrir caminho para as comunicações de altas taxas em espaço livre.

1.2. Objetivo

O objetivo deste Trabalho de Fim de Curso é o estudo aprofundado da teoria de arranjos de antenas e difração e a elaboração e verificação de uma proposta de solução para o problema existente em arranjos de antenas ópticas identificado anteriormente. A proposta para o solucionamento desta questão é o uso de arranjos aperiódicos de antenas que suprimam o surgimento das altas ordens de difração, levando-se em conta as possibilidades de controle de alimentação.

De acordo com o plano de trabalho inicialmente proposto, a pesquisa deve ser realizada em etapas dentro de um cronograma de três trimestres. Nas seções que seguem descrevem-se os resultados obtidos nestas etapas. As etapas de revisão da literatura estão incluídas nas descrições do estado-da-arte e demais referências neste relatório.

Etapas do trabalho:

1. Estudo teórico sobre antenas, arranjos e difração.
2. Projeto e análise da antena unitária.
3. Projeto e análise do arranjo aperiódico de antenas eletricamente extensas.
4. Fabricação do arranjo projetado em frequências de RF ou micro-ondas como prova de conceito.
5. Confecção do Trabalho de Fim de Curso.

1.3. Metodologia

A primeira fase inicial de trabalho foi realizada com base em estudos teóricos, seguidos de análise, simulação e otimização das antenas que formaram o arranjo.

A teoria estudada engloba tópicos de teoria de antenas e radiação, teoria de difração da luz e arranjos de antenas. Com base nessas teorias, analisara-se um arranjo aperiódico de antenas visando à redução de lóbulos secundários através do posicionamento e alimentação de cada elemento, possivelmente aplicando-se rotinas de otimização numérica para refinar os resultados.

O projeto será efetuado nos laboratórios da UNICAMP ligados ao projeto FOTONICOM com auxílio dos alunos de mestrado e doutorado do Instituto, do qual faz parte o orientador deste trabalho. Os resultados das medições do arranjo servirão para realimentar outros projetos.

Por fim, se implementará o arranjo aperiódico em frequências de micro-ondas utilizando antenas de RF como prova de conceito para a solução apresentada.

2. Estado da Arte

2.1. Princípios Básicos de Antenas

Uma antena é definida como a parte de um sistema transmissor ou receptor desenhada especificamente para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas. Em outras palavras, a antena é a transição entre o meio guiado e o espaço livre. [18] As características das antenas dependem da relação entre suas dimensões e o comprimento de onda do sinal de radiofrequência transmitida ou recebida.

As antenas podem ser caracterizadas pelo seu diagrama de radiação, diretividade, ganho, polarização, impedância e largura de banda. Assim, uma boa antena deve possuir um bom desempenho de radiação, uma boa adaptação com a linha de transmissão e ter um diagrama de radiação adequado.

2.2. Faixa de Frequências

Uma faixa de frequências é um intervalo do espectro eletromagnético o qual está associado a um uso específico dentro as radiocomunicações. Seu uso é regulado pela União Internacional de Telecomunicação (ITU). Na *Tabela 2.1* é apresentada a classificação de faixas de frequências dentro do espectro radioelétrico [Web1].

Faixa	Denominação	Comprimento de onda	Intervalo de frequência	Aplicação
ELF	Extremely Low Frequency	100.000–10.000 km	3-30 Hz	Militar. Inspeção de dutos. Rádio amador.
SLF	Super Low Frequency	10.000–1000 km	30-300 Hz	Comunicação em submarinos.
ULF	Ultra Low Frequency	1000–100 km	300–3000 Hz	Militar, comunicação em minas.
VLF	Very Low Frequency	100–10 km	3–30 kHz	Links de rádio de longa distância.
LF	Low Frequency	10–1 km	30–300 kHz	Assistência em navegação aérea e marítima.
MF	Medium Frequency	1 km – 100 m	300–3000 kHz	Rádiodifusão.
HF	High Frequency	100–10 m	3–30 MHz	Comunicações de média
VHF	Very High Frequency	10–1 m	30–300 MHz	Links de rádio de curta distância. Televisão. FM.
UHF	Ultra High Frequency	1 m – 100 mm	300–3000 MHz	Links de rádio. Ajuda à navegação aérea. Radar. Televisão
SHF	Super High Frequency	100-10 mm	3-30 GHz	Radar. Links de rádio.
EHF	Extremely High Frequency	10–1 mm	30-300 GHz	Radar. Links de rádio.
THF	Terahertz Radiation	1 mm - 100µm	300 GHz – 3 THz	Medicina. Segurança.

Tabela 2.1. Faixas do espectro eletromagnético e suas aplicações.

As ondas de frequências entre 1 e 300 GHz são chamadas micro-ondas, que correspondem às faixas UHF, SHF, e EHF dentro do espectro radioelétrico. Dentro das micro-ondas existe outra subdivisão do espectro em novas faixas de frequências. A *Tabela 2.2* mostra essa classificação [Web1].

Faixa	Frequência	Longitude de onda
L	1 - 2 GHz	300-150 mm
S	2 - 4 GHz	150 - 75 mm
C	4 - 8 GHz	75 – 37.5 mm
X	8 - 12GHz	37.5 – 24.2 mm
Ku	12- 18 GHz	24.2 – 16.6 mm
K	18 - 27 GHz	16.6 – 11.1mm
Ka	27 - 40 GHz	11.1 – 7.5 mm
V	40 – 75 GHz	7.5 – 4 mm
W	75 GHz–110 GHz	4 – 2.7 mm
mm	110 GHz–300 GHz	2.7 – 1 mm

Tabela 2.2.Classificação das Faixas de microondas.

Em frequências superiores encontram-se as ondas eletromagnéticas correspondentes ao infravermelho, visível, ultravioleta e raios X.

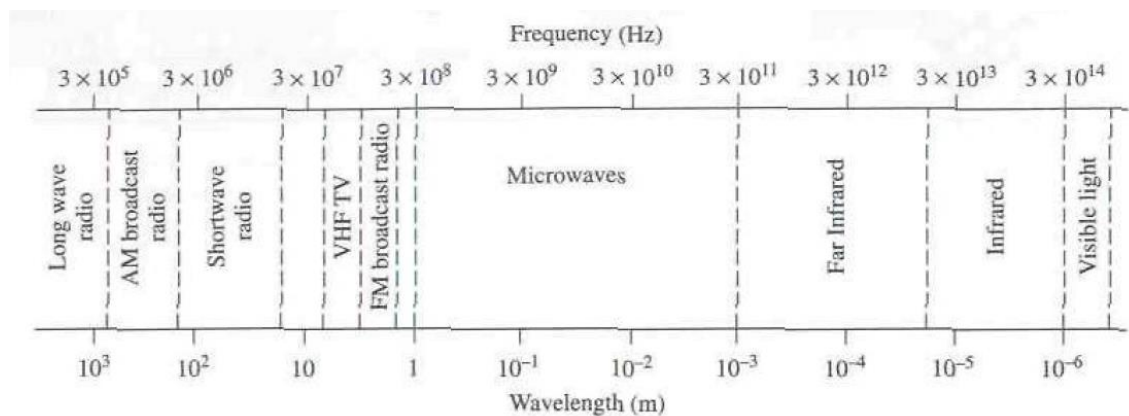


Figura 2.1. Espectro eletromagnético.

As antenas têm umas características particulares de impedância e radiação dependentes da frequência. A análise destas características é realizada a partir das equações de Maxwell no domínio da frequência. Cada aplicação e cada uma das bandas de frequências apresentam peculiaridades que dão origem a diferentes topologias de antenas. Os tipos mais comuns de antenas podem ser agrupados, de uma forma ampla, nos seguintes grandes blocos.

2.3. Classificação das Antenas

Seguidamente se apresenta uma breve classificação de vários tipos de antenas, segundo sua geometria, a fim de obter uma visão global sobre os diferentes métodos de concepção.

- **Antenas de fio**

São diferenciadas por estar construídas com fios condutores que suportam as correntes que dão origem aos campos radiados. Podem ser monopolos, dipolos ou apresentar diferentes formas como quadrados, espiras, elipse ou helicoides. Neste tipo de antenas as correntes e as cargas variam harmonicamente com o tempo e com amplitudes que também variam ao longo do fio. Um exemplo claro são as antenas Yagui-Uda utilizadas na captação do sinal de televisão. Elas estão formadas de um conjunto de dipolos em paralelo onde apenas um elemento é ativo e os outros elementos são elementos passivos que são usados como refletores e diretores (dipolos) [BAL04].

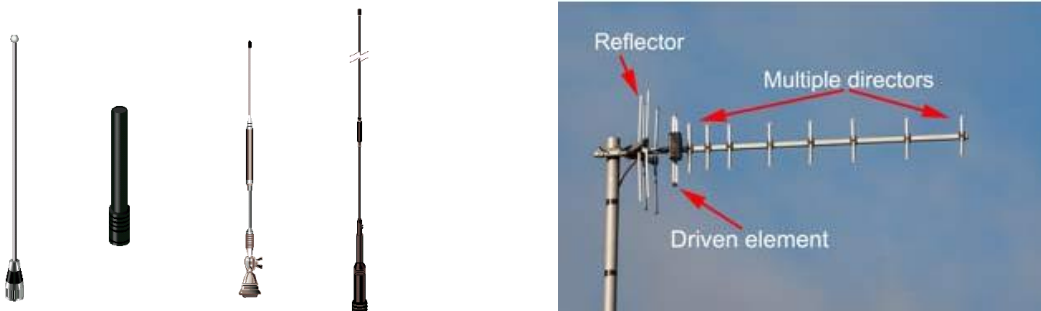


Figura 2.2. Antenas de fio. Monopolos e Yagui-Uda.

- **Antenas Tipo abertura**

Antenas de abertura são aquelas que usam superfícies ou aberturas para direcionar o feixe eletromagnético. Estas antenas são capazes de concentrar a emissão e recepção de ondas em uma determinada direção. A onda radiada é gerada a partir de uma distribuição de campos magnéticos suportados pela antena que geralmente é excitada com guias de onda. As antenas em abertura mais comuns são as antenas cornetas (*Figura 2.3*). Estas antenas são largamente usadas em comunicações via satélite por possuir um ganho elevado [BAL04].

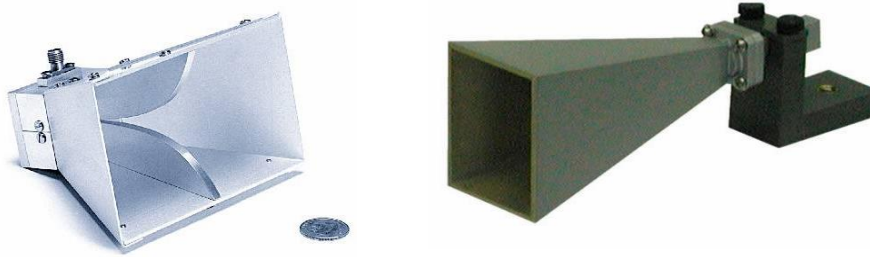


Figura 2.3. Antenas cornetas.

- **Antenas Refletoras**

O princípio de funcionamento deste tipo de antena está baseado no processo de reflexão. é o fenômeno explicado com base na teoria da ótica geométrica, quando um raio incidente em uma superfície da origem a uma onda refratada e uma onda refletida. A onda refletida pode estar em fase com a onda direta produzindo um fenômeno construtivo.

Esta superfície refletora pode ter várias configurações. A superfície refletora mais comum encontrada na prática é do tipo parabólico (*Figura 2.4*). Estas antenas possuem um ganho de potência elevado e podem atingir valores quase 100 mil vezes maiores em comparação com o ganho do radiador isotrópico. Elas são mais usadas em frequência superior a 1 GHz, como é o caso de enlaces de comunicação via satélite e micro-ondas [BAL04].



Figura 2.4. Antena Refletora.

- **Antenas Microstrip**

Estas antenas consistem em um adesivo metálico sobre um substrato ligado a terra. O *patches* metálico pode assumir várias configurações diferentes. No entanto, retangular e circular são os mais populares por causa da facilidade de análise e fabricação. São de perfil baixo, simples e baratas de fabricar utilizando tecnologia de circuito impresso moderno, robusto mecanicamente quando montado em superfícies rígidas, compatíveis com design MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) (Figura 2.5). Estas antenas são amplamente utilizadas para aplicações espaciais. Podem ser montadas sobre a superfície das aeronaves de alto desempenho, naves espaciais, satélites, mísseis, carros e telefones celulares ou portáteis mesmo [BAL04].

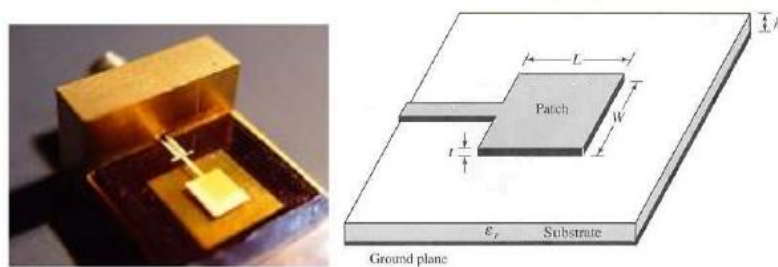


Figura 2.5. Antena de microfitas retangular.

- **Arranjo de antenas**

Um arranjo de antenas é construído por uma ou mais antenas de maneira disposta tal que o ganho do conjunto é maior do que quando se usa apenas uma antena. Certas aplicações de radiação exigem características que não podem ser alcançadas por um único elemento; no entanto, a combinação de vários deles permite obter um diagrama de radiação modificável que pode ser adaptado (Figura 2.6). Isto é conseguido através do controle da amplitude e da fase de alimentação de cada um dos elementos do arranjo.

A distância entre os elementos e a fase da corrente que alimenta os mesmos é feita de modo que há um efeito construtivo dos campos no ponto que se deseja calcular o campo.

Uma característica interessante dos arranjos é a construção de antenas inteligentes. Estas antenas são capazes de reconfigurar seu diagrama de radiação, segundo as necessidades da aplicação [BAL04].



Figura 2.6. Arranjos de antenas.

2.4. Impedância de Entrada

A antena deve conectar-se a um transmissor e irradiar a máxima potência possível e minimizar as perdas em ela. A antena e o transmissor devem adaptar-se para favorecer esta máxima transferência de potencia. É comum que o transmissor esteja distanciado da antena e a conexão seja feita mediante uma linha de transmissão ou guia de ondas. Devendo-se considerar sua impedância característica, sua atenuação e seu comprimento, para obter uma boa adaptação [CAR02].

Assim, na entrada da antena pode definir-se a impedância de entrada Z_a mediante a relação tensão-corrente em seus terminais.

A impedância da antena tem uma parte real $R_a(\omega)$, chamada resistência, e outra imaginária $X_a(\omega)$, chamada reatância, sendo ambas dependentes da frequência.

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

Se a parte imaginária da impedância de entrada, $X_a(\omega)$, é nula em uma frequência determinada, se diz que a antena é ressonante a esta frequência.

Por sua parte, a resistência R_a representa a dissipação de energia, que pode ser descomposta como:

$$R_a(\omega) = R_r + R_L \quad (2.2)$$

Onde R_r é a resistência de radiação da antena e R_L é a resistência por perdas ôhmicas (dissipação de calor). Isto permite distinguir entre potência radiada pela antena P_r (2.3) é a potência dissipada em forma de calor P_L (2.4)

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.3)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.4)$$

Sendo I_0 o valor de a corrente na entrada da antena.

2.5. Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S).

As antenas são circuitos de micro-ondas e, portanto, podem se caracterizar também como uma rede de duas portas, onde uma delas é a porta física de entrada da antena, tipicamente de valor 50Ω , e a outra é uma porta física de radiação. [POZ11]

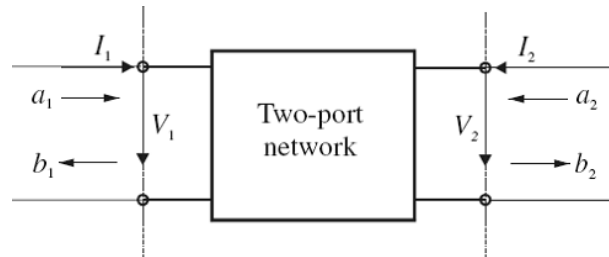


Figura 2.7. Esquema de uma rede duas portas.

Para caracterizar um circuito de micro-ondas utilizam-se parâmetros que relacionam magnitudes de tensão e corrente nas portas da rede. Estes parâmetros obtêm-se considerando circuitos abertos ou curtos-circuitos nas suas portas. Mas este feito é difícil de conseguir para altas frequências

Entretanto, caracterizar os circuitos de micro-ondas em termos de tensão, corrente e impedância, não o melhor jeito de análises já que são quantidades um tanto arbitrárias. Além disso, as impedâncias são geralmente obtidas através da interpretação de valores medidos a partir da relação de onda estacionária (ROE) ou coeficientes de reflexão (ρ). É então será mais conveniente em alguns problemas formular diretamente as propriedades de transformação das duas portas em termos de ondas. As duas quantidades independentes necessárias para cada terminal da guia onda são uma onda incidente e uma onda refletida, as quais substituem a tensão e a corrente. [POZ11]

Suponhamos que as ondas incidente e refletida de tensão na guia de entrada são dadas pela magnitude e a fase na porta de entrada por V_{1+} e V_{1-} . Do mesmo modo, as ondas incidente e refletida que olham para a porta de saída são V_{2+} e V_{2-} . É comum normalizar as ondas incidentes e refletidas como se segue:

$$a_n = \frac{V_{n+}}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad b_n = \frac{V_{n-}}{\sqrt{Z_{0n}}} \quad (2.5)$$

Assim, para fazer uma representação adequada de um circuito de micro-ondas, relacionada com a ideia de onda incidente, onda refletida e onda transmitida, se faz uso da matriz de espalhamento $[S]$. Esta matriz proporciona uma descrição completa da rede relacionando as ondas de tensão incidentes com as refletidas nas portas. Além disso, os circuitos de micro-ondas podem ser caracterizados mediante outros parâmetros, tais como matriz de impedância $[Z]$, matriz de admitância $[Y]$ ou matriz de transmissão $[ABCD]$ entre outras. Estas matrizes podem ser relacionadas facilmente mediante fácies transformações algébricas. Para alguns

componentes e circuitos, os parâmetros de espalhamento podem ser calculados utilizando técnicas de análise de rede. Caso contrário, podem ser calculados utilizando analisador de redes.

Portanto, para calcular os parâmetros da matriz de espalhamento (s_{ij}) é necessário que todos os acessos da rede se carreguem com suas respectivas impedâncias características, para evitar reflexões, com exceção da porta i -ésima onde se colocará um gerador que produz uma onda incidente a_j . Substituindo y despejando de (2.6), o parâmetro s_{ij} queda:

$$s_{ij} = \left(\frac{b_i}{a_j} \right)_{a_k=0 \ (\forall k \neq j)} \quad (2.6)$$

s_{ij} é calculado medindo a onda incidente de tensão a_j entre a amplitude da onda refletida b_i , que sai da porta i . (Ver Figura 7)

Na Tabela 2.3 explica-se o significado de cada parâmetro S.

Parâmetro s	Nome	Descrição	Fórmula
S_{11}	Reflexão na entrada	Potência reflexada na porta 1 quando se gera-se uma onda incidente na porta 1	$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{12}	Transmissão ou ganho inverso	Potência chegada à porta 1 quando se alimenta a rede na porta 2	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
S_{21}	Transmissão ou ganho direito	Potência reflexada na porta 2 quando se gerar-se uma onda incidente na porta 1	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexão na saída	Potência chegada à porta 2 quando se alimenta a rede na porta 2	$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

Tabela 2.3. Descrição dos parâmetros S.

A partir dos parâmetros S, em cada porta se definem outros parâmetros de interesse: as perdas de retorno (2.7) e de inserção (2.8).

$$\text{Perdas de retorno (dB)} = -20 \log_{10}(S_{ii}) \quad (2.7)$$

$$\text{Perdas de inserção (dB)} = -20 \log_{10}(S_{ij}) \quad (2.8)$$

No caso de um circuito de duas portas existem quatro parâmetros S e a relação entre as ondas incidentes e refletidas vêm definidas por as seguintes equações:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.9)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

As equações (2.9) e (2.10) apresentam a relação entre a onda incidente e refletida em cada porta da rede em termos dos parâmetros S , S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22} . De acordo com a definição dos parâmetros S , quando se liga a porta 2 a uma carga de impedância Z_L igual à impedância da linha, ocorre máxima transferência de potência. Dessa forma, a onda eletromagnética b_2 é toda absorvida pela carga resultando a_2 igual a zero. Neste caso:

Caso a porta 1 seja terminada com uma carga casada a_1 é igual a zero os parâmetros S_{12} e S_{22} são calculados de forma análoga. Nesta condição, $|S_{11}|^2$ é a relação entre a potência refletida pela porta de entrada. Por sua parte, $|S_{22}|^2$ é a relação entre a potência refletida pela porta de saída e a potência incidente pela porta de saída. Assim, $|S_{21}|^2$ é a relação entre a potência entregue à carga Z_L e a potência disponível da fonte. Finalmente, $|S_{12}|^2$ é o ganho reverso de conversão de potência com fonte carga de valor Z_L .

2.6. Adaptação

Tanto em transmissão quanto em recepção, a antena está conectada a um transmissor ou receptor mediante uma linha de transmissão.

Tal como se explica no apartado 2.5, o parâmetro S_{11} mede a potência refletida na porta de entrada da antena. Dá uma ideia da transferência de potência na rede. Este parâmetro pode-se definir também em função da impedância. [POZ11]

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.11)$$

Onde, Z_a é a impedância de entrada da antena, e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão à qual se conecta.

Na Figura 2. 8 apresenta-se um sistema formado por:

- Um gerador V_g de impedância:

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.12)$$

- Uma antena de impedância da carga consumidora:

$$Z_a = R_a + jX_a = (R_r + R_L) + jX_a \quad (2.13)$$

- Uma linha de transmissão de impedância característica Z_0 que conecta o gerador com a antena.
-

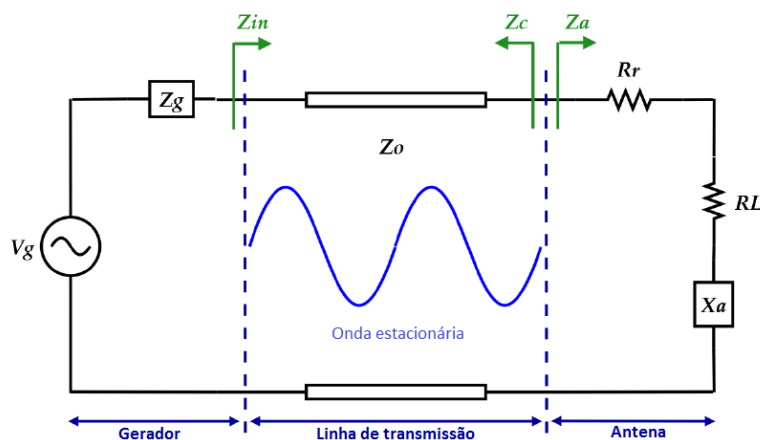


Figura 2.8. Antena conectada a um gerador mediante linha de transmissão.

A impedância vista desde o gerador é $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ e a potência de entrada na rede se define como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.14)$$

Desta forma pode deduzir-se que a máxima transferência de potência se produz quando existe adaptação conjugada $Z_g^* = Z_{in}$. Deste jeito o gerador entrega a máxima potência à linha de transmissão. Quando é substituído em (2.15) se obtém a expressão da potência máxima disponível: [POZ11]

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.15)$$

Se a impedância da carga é igual à impedância característica da linha de transmissão, $Z_a = Z_0$, se diz que a carga está adaptada à linha (*matched*). Isto implica reflexão nula e a ausência de onda refletida.

É necessário distinguir entre a ausência de onda refletida ($S_{11} = \Gamma = 0$) e a máxima transferência de potência ($Z_a = Z_c^*$ na Figura 2.8). Apenas se as impedâncias Z_c , Z_a e Z_0 forem reais e iguais, as duas situações acontecem ao mesmo tempo. Aí é quando se obtém a melhor adaptação possível.

2.7. Relação de onda estacionaria (VSWR).

Caso a carga no estar adaptada à linha de transmissão ($S_{11} \neq 0$) se gerará uma onda refletida. Produz-se uma interferência entre as ondas incidente e refletida originando uma onda estacionaria na linha de transmissão (ver Figura 2. 8).

Para poder medir este fenómeno se define o parâmetro ROE (Relação de Onda Estacionaria) ou VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) que é o quociente entre os valores de tensão máximo e mínimo da onda estacionaria.

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.16)$$

Isto é, VSWR mede a reflexão que se produz por falta de adaptação entre a antena (carga) e a linha de transmissão. O que dá uma ideia da potência que se transmite finalmente à antena. VSWR pode ter qualquer valor real positivo ($VSWR \geq 1$). Se VSWR é igual a 1, a antena está perfeitamente adaptada ($S_{11} = 0$), e reflexão será nula.

3. Tecnologia *Microstrip*

3.1. Linhas de Transmissão

As linhas de transmissão são elementos utilizados em circuitos de micro-ondas. Através delas a energia eletromagnética é transmitida, funcionando como um guia entre a fonte e a carga consumidora. As linhas de transmissão apresentam diferentes propriedades de acordo com as características do circuito, como frequência, nível de tensão e distância entre o gerador e a carga.

3.2. Antenas de *Microfita*

A tecnologia *microstrip* é um tipo de linha de transmissão elétrica utilizada para a transmissão de sinais de micro-ondas. Sua estrutura consiste em uma fita fina metálica (elemento radiante) com espessura t e largura W , separada de um plano de terra por uma camada de substrato dielétrico de altura h e constante dielétrica ϵ_r (Figura 3.1) [BAL04].

Quando uma linha de transmissão está composta de dois condutores diferenciados, entre eles é criada uma diferença de potencial. Por isso, não se propagam os modos TE ou TM, como nas guias de onda, sino que se estabelecem modos TEM (Transversais Eletromagnéticos) [POZ11].

As estruturas de *microfita* apresentam linhas de campo elétrico e campo magnético onde parte desses campos está confinada na camada do dielétrico e outra parte se estende pelo ar acima do substrato. Essas estruturas apresentam características de heterogeneidade devido à presença desses dois tipos de dielétricos, o ar e o substrato, sendo que a maior parte das linhas de campo elétrico se concentra no substrato.. Assim, o modo que se propaga por a linha *microstrip* não é um modo TEM puro. Isto é devido a que existe uma diferença de velocidade fase dos campos TEM entre o dielétrico ($c/\sqrt{\epsilon_r}$) e o ar (c). Embora, se o dielétrico é muito mais fino que o comprimento de onda ($h \ll \lambda$), pode se considerar que o modo de propagação dominante para a *microfita* é o modo quase-TEM [POZ11].

As linhas *microstrip* são um dos tipos de transmissão planar mais populares, principalmente por ter um tamanho pequeno, peso leve, custo baixo e pela sua facilidade de integração em dispositivos de micro-ondas ativos e passivos [BAL04].

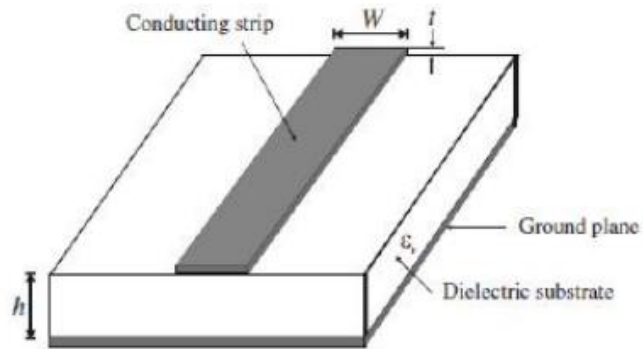


Figura 3.1. Estrutura Microstrip.

3.2.1. Tipos de Ondas em antenas de *Microfita*

Em uma estrutura *microstrip* podem existir quatro tipos de ondas: ondas espaciais, ondas superficiais (*space waves*), ondas de fuga e ondas guiadas, *Figura 3.2*, e cada uma delas aparecem em maior ou menor medida dependendo dos parâmetros da estrutura.

- **Ondas Espaciais**

São ondas que saem da estrutura para o espaço livre em forma de radiação eletromagnética atenuando-se à medida que se afastam da origem. Obviamente, serão as desejadas e maximizadas no design de antenas e não desejadas e minimizadas em linhas de transmissão ou circuitos integrados, já que se consideraram como perdas [ZÜR95].

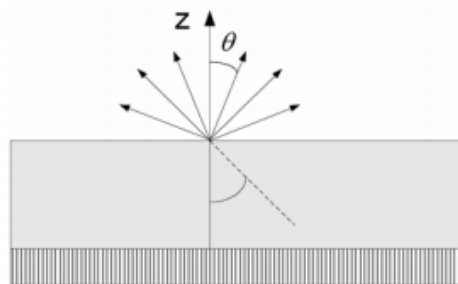


Figura 3.2. Ondas espaciais ou irradiadas.

- **Ondas de superfície.**

As ondas de superfície são aquelas que tomam uma direção descendente com um ângulo de inclinação entre $\frac{\pi}{2} < \theta < \pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}}\right)$, as quais são refletidas no plano de massa e atingem a cara superior do dielétrico, onde se produz o fenômeno de *reflexão interna total*, quedando as ondas confinadas dentro do dielétrico e decrescendo até desaparecer depois de certo recorrido. Estas ondas se traduzem em perdas, já que a potencia entregada ao circuito se perde no dielétrico. Assim, a eficiência do sinal se reduz y gera a atenuação dela. Além disso, se a onda incide na fronteira da estrutura *microstrip*, é difratada alterando os padrões de radiação e aumentando a polarização cruzada no caso das antenas. A presença de ondas superficiais também é prejudicial no casamento de impedâncias nos circuitos. Estas ondas são prejudiciais tanto para antenas quanto para circuitos e linhas de transmissão, pelo que se tenta minimizá-las [ZÜR95].

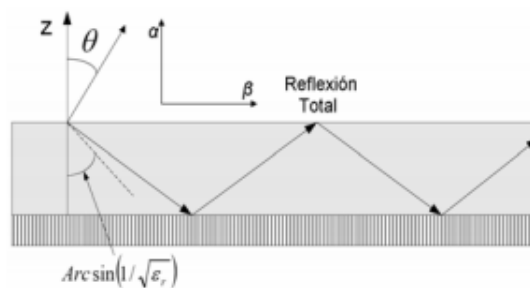


Figura 3.3. Ondas de superfície.

- **Ondas de Fuga**

São parecidas com as ondas superficiais, mas o ângulo de incidência no cambio de médio não é suficiente para que se produza *reflexão interna total* e, por conseguinte, parte da onda é refletida e outra parte é difratada no espaço livre. Este processo se repete atenuando a onda confinada no dielétrico. O ângulo de inclinação destas ondas está compreendido entre $\pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}}\right) < \theta < \pi$. Estas ondas são úteis em estruturas multicamada, já que servem para transportar energia entre camadas adjacentes [ZÜR95].

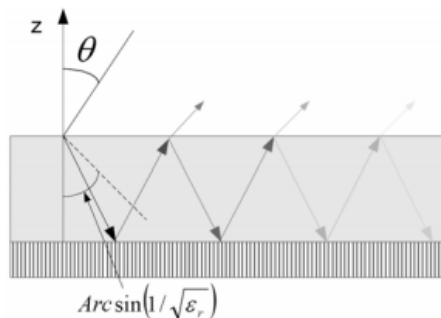


Figura 3.4. Ondas de fuga.

- **Ondas Guiadas**

Estas ondas são as desejadas para as linhas de transmissão ou guias de onda em circuitos impressos. Refletem sucessivamente no plano de massa condutor metálico superior. Estas ondas apenas se produzem para ângulos de incidência específicos [ZÜR95].

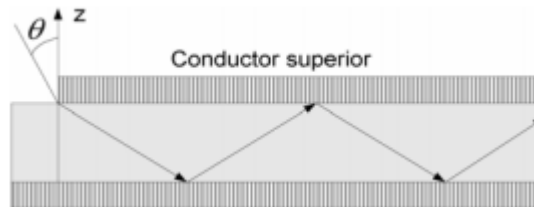


Figura 3.4. Ondas guiadas.

Na *Tabela 3.1* se mostra uma comparação das quatro categorias de ondas apresentadas anteriormente.

	Ondas guiadas	Ondas irradiadas		Ondas superficiais
		Ondas espaciais	Ondas de fuga	
Ângulo de transmissão	$\theta = \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$	$0 < \theta < \frac{\pi}{2}$	$\sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) < \theta < \pi$	$\frac{\pi}{2} < \theta < \sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$
Condições físicas de geração	Substrato fino de alta permitividade		Interfase entre dielétricos	Substrato grosso de alta permitividade
Propagação	Modos discretos de propagação	Irradiação	Parcialmente radiada e refletida	Reflexão
Aplicações	Linhas e circuitos	Antenas	Podem ser usadas para aumentar o tamanho	Arranjos acoplados
Efeitos	Condução da onda	Fugas espúrias	Irradiação	Acoplamentos espúrios

Tabela 3.1. Comparação dos tipos de ondas em uma antena de microfita.

3.2.2. Linha de *Microfita*

Como foi explicado no apartado anterior, a linha *microstrip* não suporta o modo TEM, em seu lugar o modo que se propaga é o quase-TEM, sendo os campos essencialmente iguais aos do modo TEM. Por conseguinte, se obtêm expressões aproximadas para velocidade de fase, constante de propagação e impedância característica [POZ11].

Mediante as seguintes equações é possível caracterizar a velocidade de fase e a constante de propagação:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}} \quad (3.2)$$

Onde ε_{eff} é a constante dielétrica efetiva, e pode ser expressa como:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (3.3)$$

Pode ser interpretado como a constante dielétrica equivalente que teria a linha de *microfita* caso se substituísse o dielétrico e o ar por um material único, tal como pode se observar na *Figura 3.5*. Esta constante dielétrica efetiva dependerá do material dielétrico, a espessura deste material e da largura da tira condutora [POZ11].

A longitude elétrica θ pode-se determinar a partir da expressão da longitude física l ,

$$\theta = \beta l = \sqrt{\varepsilon_{eff}} k_0 l \quad (3.4)$$

Onde, $k_0 = \frac{2\pi f}{c}$.

A impedância característica pode ser relacionada com as dimensões da linha *microstrip*, da seguinte maneira:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{para } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

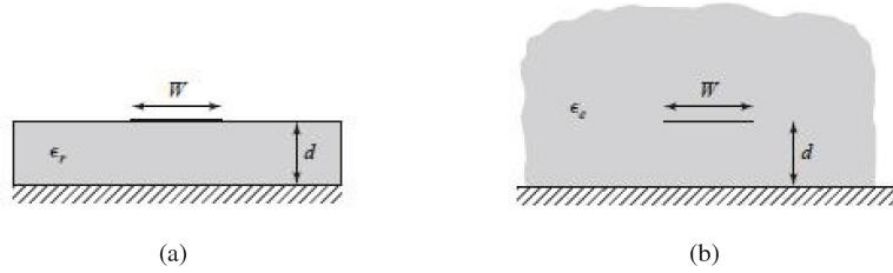


Figura 3.5. Estrutura Microstrip e equivalente (a) Geometria original (b) Geometria equivalente.

Para uma impedância característica dada, a relação W/h pode ser obtida mediante a seguinte expressão:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/h > 2 \end{cases} \quad (3.6)$$

Onde,

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.8)$$

Devido a que se trata de um modo quase-TEM, os parâmetros anteriormente apresentados não são independentes da frequência. A constante de propagação é uma função não linear com a frequência, já que a constante dielétrica depende diretamente da frequência, *Figura 3.8*. Assim, variando o valor da constante dielétrica também variará a impedância característica. Por ser a constante de propagação função da frequência, existe dispersão do sinal ao longo da linha. Além disso, poderiam aparecer modos superiores e reatâncias parasitas. Contudo, a variação da frequência tem maior efeito na mudança da constante dielétrica efetiva que na impedância característica [POZ11].

Por todo isso, deve-se ter em consideração que estas equações apenas são uma aproximação útil e é preciso ser cuidadoso no trabalho, sobretudo, quando são frequências elevadas. Para ter uma maior precisão existem modelos computacionais mais exatos e rigorosos [POZ11].

3.2.3. Parâmetros das Antenas

Existem numerosos substratos que podem ser usados para a concepção de estruturas *microstrip*. Dependendo dos diferentes valores das espessuras e das permitividades relativas do dielétrico é possível obter designs para diferentes usos e aplicações.

Assim, em circuitos ou linhas de transmissão, onde se pretende minimizar as perdas, tratando de confinar o campo no interior do dielétrico mediante ondas guiadas, se utilizam dielétricos eletricamente delgados e permitividades relativas altas [BAL04].

Pelo contrário, no projeto de antenas o objetivo é maximizar as ondas espaciais e evitar que a energia se confine em ondas guiadas. Isto se consegue aumentando a espessura do dielétrico, e reduzindo o valor da permitividade relativa. [BAL04].

Na *Tabela 3.2* se apresentam os valores típicos para a fabricação de antenas de *microfita*.

Permitividade relativa	$1 < \varepsilon_r < 12$
Espessura do dielétrico	$0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$
Espessura do condutor	$t \ll \lambda_0$

Tabela 3.2. Valores típicos para a fabricação de antenas de *microfita*.

O fato de diminuir o valor da permitividade relativa ε_r proporciona uma maior largura de banda e um aumento da eficiência de radiação. De igual modo, um aumento da espessura do dielétrico h , causa um incremento da largura de banda. Mas a eficiência de radiação é reduzida notavelmente. Isto ocorre porque aparecem mais ondas de superfície. Este efeito pode apreciar-se na *Figura 3.9*. Da mesma forma, também aumenta o tamanho dos elementos radiantes. Note-se que para $\varepsilon_r = 1$, não existem ondas superficiais. Na *Figura 3.7* se pode observar que para uma mesma frequência de ressonância, é necessário aumentar o comprimento L de uma antena retangular quando a permitividade vai diminuindo. Na *Figura 3.6* se percebe como a permitividade aumenta quando a longitude de onda no dielétrico aumenta mesmo. No caso de uma antena *microstrip* retangular. Cabe mencionar que o fator de qualidade Q também melhora com o uso de dielétricos grossos e de permitividade baixa [BAL04][GOD01].

A diretividade da antena também está associada, em parte, a esses parâmetros. Como se observa na *Figura 3.10* é conveniente uma permitividade baixa e um dielétrico grosso para maximizar a diretividade [GOD01].

Os parâmetros típicos das antenas *microstrip* são apresentados na *Tabela 3.3*.

	ϵ_r	h
↑ Eficiência de radiação	↓	↓
↑ Diretividade	↓	↑
↑ Largura de banda	↓	↑
↑ Fator de qualidade	↓	↑
↓ Perdas de transmissão	↑	↓

Tabela 3.3. Parâmetros necessários das antenas microstrip em função das características desejadas.

Como pode ser observado, os parâmetros necessários em circuitos integrados e em antenas são opostos. Muitas vezes, as linhas de transmissão e os circuitos são construídos sobre a mesma estrutura, tornando-se necessário procurar um compromisso para garantir o correto funcionamento de ambas as partes [BAL04].

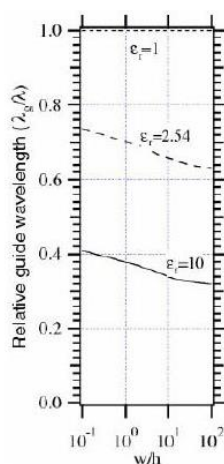


Figura 3.6. Comprimento de onda no patchs(λ_g) em função de W/h e permitividade relativa do substrato ϵ_r .

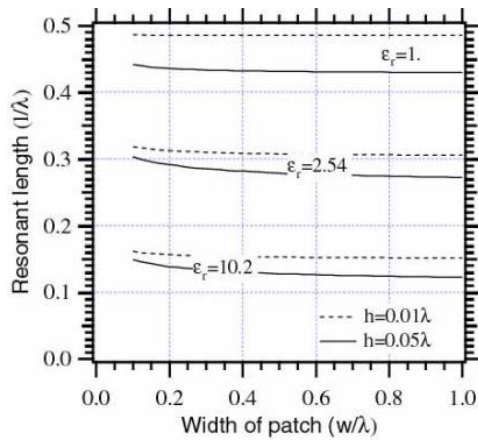


Figura 3.7. Frequência de ressonância em função da largura W e permitividade relativa ϵ_r .

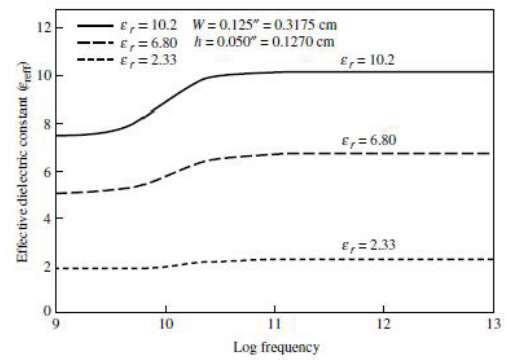


Figura 3.8. Permittividade efetiva (ϵ_e) em função da frequência para diferentes substratos.

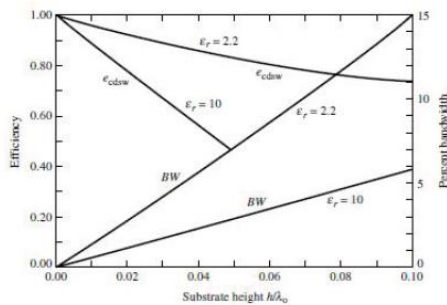


Figura 3.9. Eficiência de radiação e largura de banda para uma frequência de ressonância dada em função da espessura h para dois dielétricos diferentes.

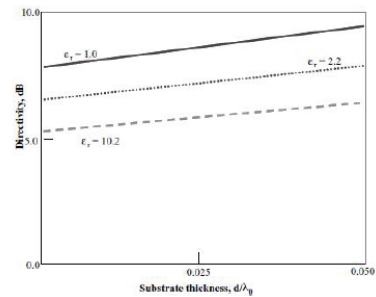


Figura 3.10. Diretividade em função da permitividade relativa ϵ_r e a espessura h .

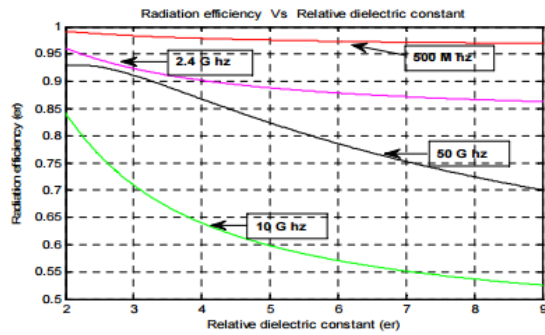


Figura 3.11. Efeito do substrato na eficiência de radiação para diferentes frequências de trabalho.

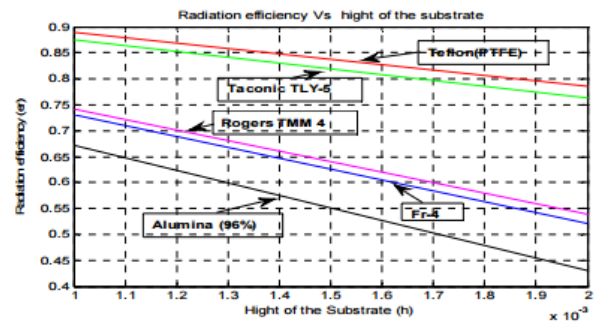


Figura 3.12. Efeito da altura do dielétrico na eficiência de radiação para diferentes substratos.

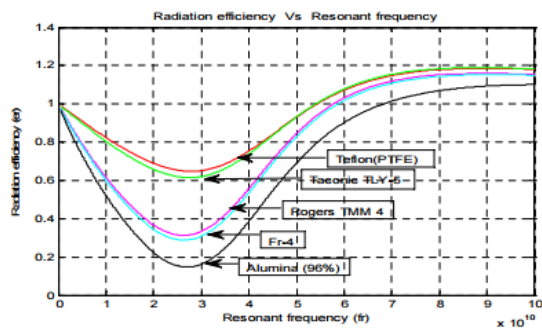


Figura 3.13. Efeito da frequência de operação na eficiência de radiação para diferentes substratos.

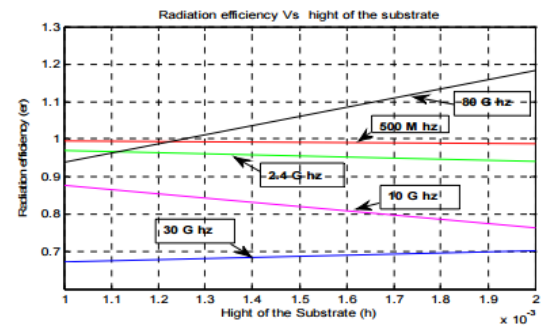


Figura 3.14. Efeito da altura do dielétrico na eficiência de radiação para diferentes frequências de trabalho

3.3. Características Básicas

O incremento do uso das antenas de *microfita* se deve principalmente a seu reduzido tamanho e baixo custo de fabricação. Além de ser relativamente simples de desenhar, são estruturas robustas integráveis em circuitos de micro-ondas. Assim mesmo, quando a espessura do dielétrico é grande, apresentam um aumento na largura de banda, mais aparecem ondas superficiais que diminuem a eficiência na radiação. Parte da energia que não é radiada diretamente pode ser radiada de uma maneira espúria, degradando o padrão de radiação e aumentando a polarização cruzada. Estas ondas superficiais podem ser minimizadas usando cavidades [BAL04].

No entanto, as antenas de *microfita* oferecem algumas desvantagens. A principal é que radiam de forma eficiente apenas sobre uma estreita faixa de frequências e eles não podem operar em níveis de alta potência em guia de onda, linha coaxial, ou mesmo *stripline*. Isto pode ser minimizado com ajuda de várias configurações de arranjos, métodos de alimentação, materiais dielétricos e os planos de terra.

Outras limitações que caracterizam a este tipo de antenas são sua baixa eficiência, baixa potência, fator Q elevado ou alta polarização cruzada. Cada descontinuidade na linha de transmissão produz radiação espúria, o que também afeta a polarização. [BAL04].

Na *Tabela 3.4* são mostradas algumas das principais vantagens e desvantagens das antenas de *microfita*.

VANTAGENS	DESVANTAGENS
Pequenas dimensões	Largura de banda estreita
Baixo custo de produção	Baixo ganho
Possibilidade de polarização linear e circular com uma simples linha de alimentação	Grande perda por impedância em estruturas de arranjos
Polarização dupla e frequência dupla de ressonância podem ser facilmente obtidas.	Maiorias das antenas <i>microstrip</i> irradiam em meio plano
Podem facilmente ser projetadas para operar em conjunto com circuitos integrados de micro-ondas.	Complexas estruturas de alimentação são necessárias para arranjos de alto desempenho
Linhas de alimentação e redes de casamento podem ser fabricadas simultaneamente com a estrutura da antena.	Antenas <i>micropstrip</i> fabricadas em substrato com constante dielétrica de alto valor são recomendadas para integração com outros circuitos. No entanto, o uso de uma alta constante dielétrica causa baixa eficiência e estreita largura de banda.
Fabricação simples é económica.	Fraca irradiação <i>end-fire</i>
Robustez mecânica.	Excitação de ondas de superfície
Simplicidade de realização de arranjos.	Polarização pura é difícil de alcançar

Tabela 3.4. Principais vantagens e desvantagens das antenas *microstrip*.

A forma destas antenas pode ser muito diversa, pode assumir diferentes formas geométricas dependendo das necessidades e características específicas de cada design. Na *Figura 3.15* podem ver-se algumas das formas mais comuns. Entretanto, utilizam-se normalmente formas geométricas convencionais como a quadrada, retangular, circular ou dipolo por sua facilidade de análises y suas características de radiação, especialmente por introduzir polarização cruzada baixa [BAL04].

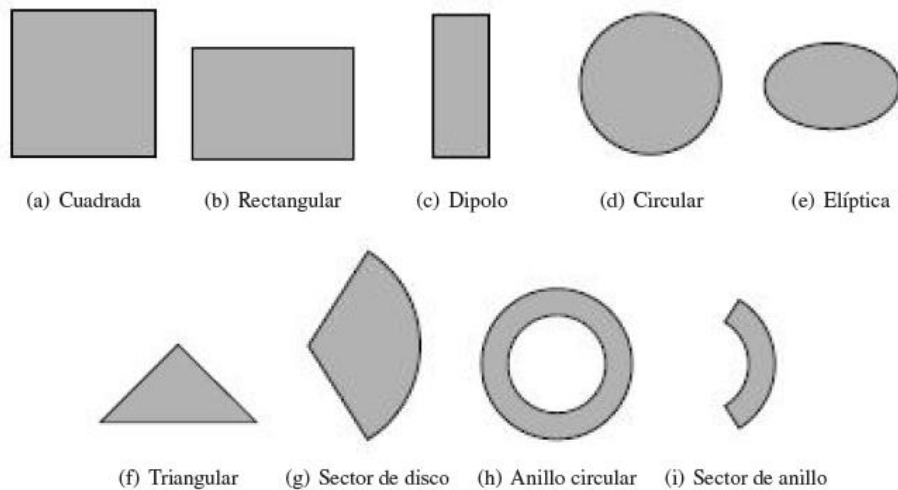


Figura 3.15. Diferentes formas de antenas de microfita.

3.4. Antenas Retangulares

As antenas de *microfita* com *patches* retangular constituem-se basicamente por um elemento irradiante ou *patches* de largura W e comprimento L , sobreposto a uma superfície dielétrica ou substrato, de espessura h e permitividade relativa ϵ_r , a qual se encontra sobre um plano condutor que se comporta como um plano de terra. Na *Figura 3.16* se ilustra a geometria básica de uma antena de *microfita* com *patches* retangular.

Essas antenas podem apresentar sua máxima radiação na direção normal ao *patches* (*irradiação broadside*) ou na direção axial ao *patches* (*irradiação end-fire*), isso poderá ser alcançado pela escolha do modo de excitação da antena [BAL04].

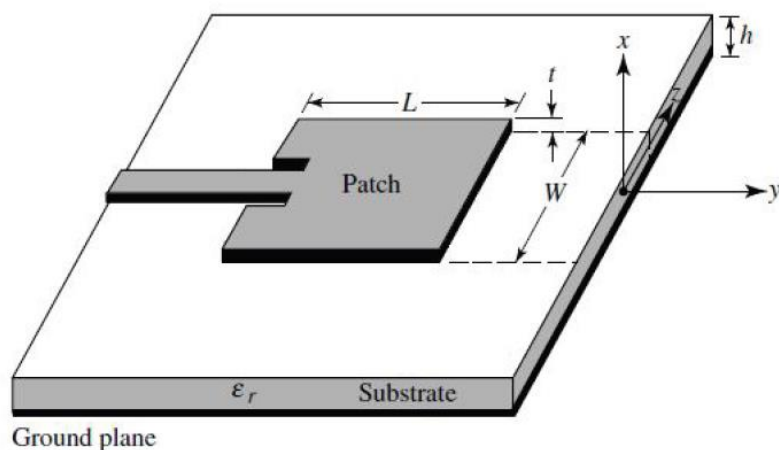


Figura 3.16. Geometria antena retangular de microfita.

3.4.1. Modelos de Análise

Existem muitos modelos de análise de antenas tipo *patches*. Dependendo da precisão e a simplicidade desejada pode-se selecionar o método que mais se ajuste às necessidades. Entre os diferentes métodos existentes podem-se encontrar três categorias principais:

- **Modelos empíricos.**

Estes modelos são os menos precisos, entretanto são os mais simples em quanto à realização. A análise é baseada na conjectura de conceitos e estruturas de um modo geral sem levar em conta irregularidades de parâmetros. Assim, podem atingir um bom nível de precisão para uma faixa de frequência de trabalho menor que as ondas milimétricas ($f < 30\text{GHz}$). No entanto, fora desta faixa os modelos apresentam imprecisões muito grandes, pelo que é necessário utilizar outros modelos mais avançados.

Apesar destas limitações, os modelos empíricos são um bom ponto de partida para a realização de designs em faixas superiores às ondas milimétricas [BAL04][BHA01].

Os principais modelos empíricos são:

- Modelo de linha de transmissão.
- Modelo de cavidade ressonante.

- **Modelos semi-empíricos.**

Estes modelos ocupam um lugar intermédio entre os modelos empíricos e de onda completa. Apresentam uma precisão e nível de dificuldade maior que os modelos empíricos, mas inferior que os modelos de onda completa [BHA01] [ZÜR95].

Entre os principais modelos de este tipo podem-se citar:

- Enfoque variacional.
- Enfoque variacional generalizado.
- Enfoque de *equação* integral dual.
- Modelo de corrente superficial elétrica.
- Técnica da transformada de Hankel.
- Método de reciprocidade.
- Técnica de condição de fronteira de borde generalizada (GEBC).

- **Modelos onda completa.**

Por sua parte, estes modelos apresentam-se como os mais precisos no momento da concepção. No entanto, são também os mais complicados e precisam de ferramentas computacionais avançadas para seu desenvolvimento [BHA01] [ZÜR95].

Alguns dos principais modelos de onda completa são:

- Método de momentos no domínio do espaço.
- Método de momentos no domínio espectral.
- Análise no domínio da transformada.
- Método de estados finitos (FEM).
- Enfoque de *equação* integral potencial misto (MPIE).

Mas os modelos mais populares são a linha de transmissão, o modelo de cavidade ressonante, e o modelo de onda completa. A linha de transmissão é a composição mais simples de todos os modelos. É um modelo fácil de analisar, mas não tem demasiada precisão e versatilidade, pelo que somente pode utilizar-se para antenas de configurações não muito avançadas.

Por sua parte, o modelo de cavidade é mais exato quando comparado com o modelo de linha de transmissão, mas ao mesmo tempo, mais complexo. Assim mesmo, ambos os modelos são mais precisos quanto mais finos são os substratos.

Os modelos de onda completa têm alta precisão quando são aplicados corretamente. São muito versáteis, e pode tratar elementos isolados, arranjos finitos e infinitos, elementos empilhados e elementos de formas arbitrárias. No entanto, eles são os modelos mais complexos e difíceis de tratar. [BHA01] [ZÜR95].

Neste trabalho se utiliza o método empírico da linha de transmissão para o design inicial. Posteriormente é empregado o software de simulação *CST Microwave Studio* como forma de otimizar os designs e validar os resultados obtidos.

3.4.2. Modelo de Linha de Transmissão

As antenas retangulares são as antenas mais utilizadas em tecnologia *microstrip* por apresentar uma estrutura simples e fácil de desenhar. Uma antena retangular pode ser equivalente a um arranjo de duas aberturas (slots) radiantes, de largura W e altura h , separadas por uma distância L . Em definitiva, o modelo da linha de transmissão representa uma antena de *microfita* como um conjunto de duas estreitas aberturas (fendas) radiantes separadas por uma linha de transmissão de baixa impedância Z_c e comprimento L .

Devido à grande concentração de linhas de campo elétrico no substrato, ocorre um fenômeno conhecido como efeito de franja (*fringing effects*) dos campos pelas bordas da fita condutora fazendo que a linha de *microfita* pareça ter dimensões elétricas maiores do que suas dimensões físicas. Este fenômeno ocorre devido a dois fatores: as dimensões físicas do *patches* e a espessura do substrato. Como se pode apreciar na Figura 3.17(b) estão relacionados com o comportamento do campo elétrico.

Para que os efeitos de campo sejam minimizados, algumas características de antena podem ser alteradas tais como a largura e comprimento do *patches* (W , L), a espessura do substrato (h), bem como a diminuição da permitividade relativa (ϵ_r).

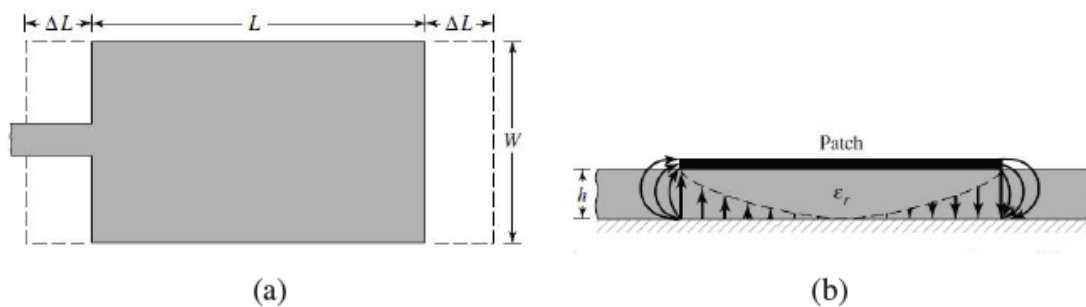


Figura 3.17. Longitude Física e efetiva e fringing effects.

Em estruturas não homogêneas compostas por dois dielétricos, tipicamente o substrato e ar, a maioria das linhas de campo elétrico residem no substrato e partes de algumas linhas existem no ar, como pode ser visto na Figura 3.18. Mas quando $W/h \gg 1$, e $\epsilon_r \gg 1$, as linhas de campo elétrico se concentram principalmente no substrato. Os *fringing effects*, neste caso, faz eletricamente mais ampla a linha *microstrip* em comparação com as suas dimensões físicas. Uma vez que algumas das ondas viajam no substrato e algumas no ar, uma *constante dielétrica efetiva* (ϵ_e) é introduzida para explicar o *fringing effects* e a propagação de ondas na linha [BAL04].

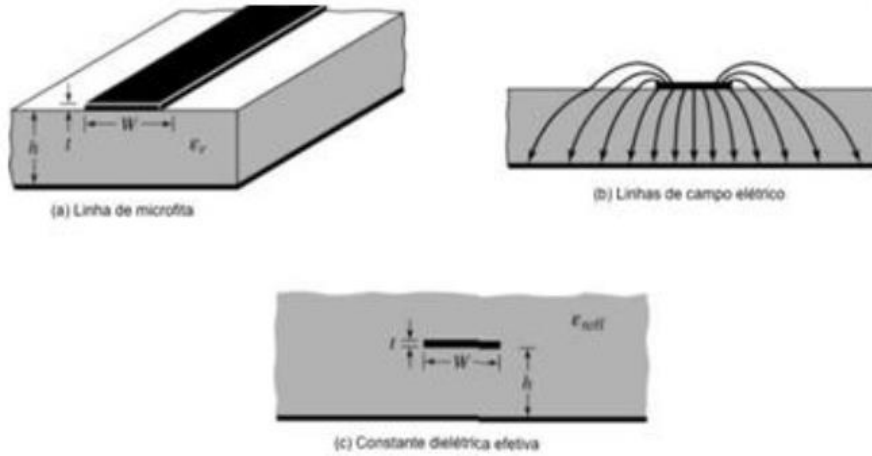


Figura 3.18. Linhas de campo elétrico na linha de microfitas.

Esta *constante dielétrica efetiva* (ϵ_e) é uma função da frequência. Deste modo, à medida que a frequência de operação aumenta, a concentração das linhas de campo no substrato se intensifica. O aumento desta frequência faz com que as linhas de campo se concentrem mais no substrato do que no ar, pois ao apresentar este comportamento, a linha de *microfita* terá características de homogeneidade com apenas um dielétrico, o substrato. A *constante dielétrica efetiva* se aproxima do valor da *constante dielétrica* do substrato.

Os valores da *constante dielétrica efetiva* são determinados usando:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.9)$$

Os *fringing effects* implicam que as dimensões elétricas efetivas da antena sejam maiores que as físicas. Para o Plano E (plano XY na Figura 3.16) está representado na Figura 3.17, onde se observa que o comprimento L se estende em cada borde ΔL , parâmetro dependente do razão largura-altura W/h e permitividade efetiva ϵ_e . Pode se expressar como:

$$\Delta L = 0.412 h \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.10)$$

Como o comprimento do *patches* se estende ΔL em cada lado, o comprimento efetivo do *patches* será:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.11)$$

A frequência de ressonância f_r da antena para o modo fundamental é função do comprimento L da antena. Como adiante se explicará L coincide com $\lambda g/2$ da frequência de ressonância. Portanto:

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.12)$$

A equação 3.13 não tem em conta os *fringing effects*, si se adicionam na equação se obtém que:

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.13)$$

Tal como foi exposto anteriormente, a partir desta ultima equação pode-se corroborar que incrementar o valor de h , produz um aumento de ΔL y por tanto a frequência de ressonância diminui, o que é o mesmo, o comprimento do *patches* L deve aumentar para manter a mesma frequência de ressonância. O mesmo com a permitividade do dielétrico.

A largura W da antena pode obter-se com a seguinte expressão:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.14)$$

Para a concepção de uma antena retangular baseada em esta metodologia, primeiramente especificam-se a permitividade do substrato ϵ_r , a frequência de ressonância do *patches* f_r , e a altura h , atendendo às considerações feitas neste trabalho. Posteriormente, obtém-se a constante dielétrica efetiva ϵ_e (equação 3.9), e a largura W (equação 3.14) e a longitude L . Se calcula a longitude efetiva () a partir de 3.14 y ΔL a partir de 3.10. Finalmente, substituindo estes valores em 3.13, se obtém L .

Resistência de Entrada Ressonante

Cada cavidade ressonante pode-se modelar como una admitância em paralelo separada por uma linha de transmissão de comprimento L_{eff} . O circuito equivalente se apresenta na Figura 3.19(b). Considerando que $Y_1 = Y_2$ definem-se a condutância e a susceptância como:

$$G_1 = G_2 = \frac{W}{120k_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right] \quad (3.15)$$

$$B_1 = B_2 = \frac{W}{120k_0} [1 - 0.636 \ln(k_0h)] \quad (3.16)$$

Para $h/\lambda_0 < 1/10$

Assumindo que a porta de entrada é uma das cavidades, a admitância total em uma das cavidades será o conjunto de admitâncias da cavidade mesma mais a segunda cavidade na porta de entrada. Como as cavidades estão separadas uma distância de meio comprimento de onda, $L_{eff} = \lambda_g/4$ se terá que $Y_2(l = -\lambda_g/4) = G_1 - jB_1$. Os valores das susceptâncias anulam-se e queda uma impedância real expressada como:

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (3.17)$$

Cabe destacar que estas aproximações não têm em conta os efeitos mútuos entre as cavidades [BAL04].

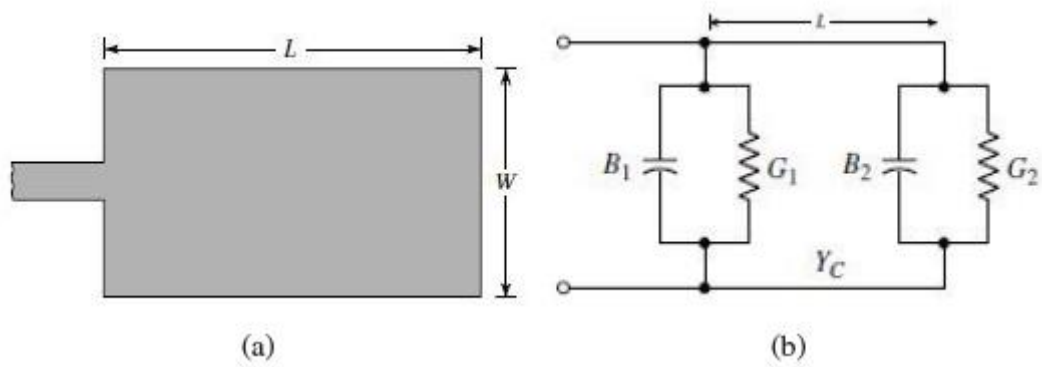


Figura 3.19. Antena retangular e seu modelo equivalente.

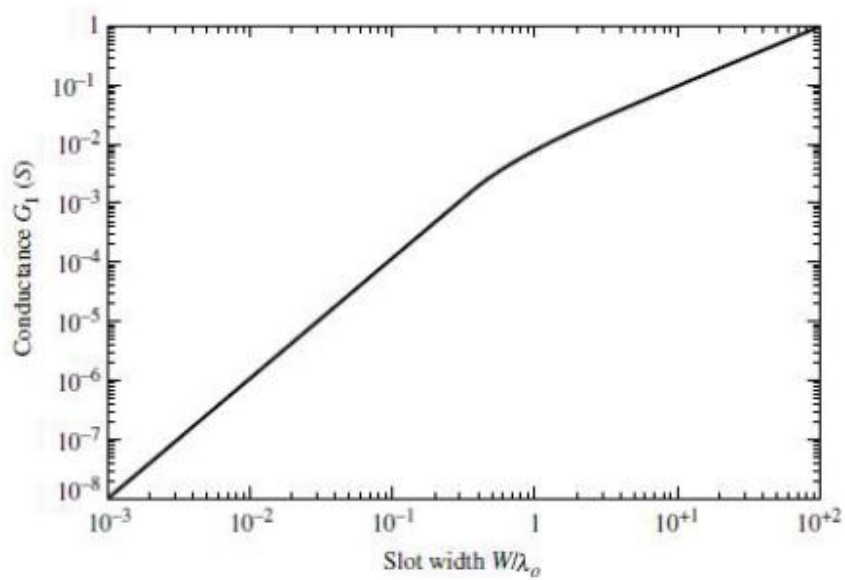


Figura 3.20. Condutância das cavidades em função da largura relativa.

3.4.3. Diretividade

A diretividade é um dos parâmetros mais significativos das antenas. É definida como a relação entre a densidade de potência irradiada por uma antena em uma direção, a uma determinada distância, e a densidade de potência que irradiaria uma antena isotrópica que irradia a mesma potência que a antena de transmissão. Isto é, indica a direção onde se envia a energia que irradia a antena, em relação com uma antena isotrópica.

Sem profundar na análise matemático, pode dizer-se que uma antena de *microfita* retangular excitada pelo modo fundamental, terá um máximo de radiação na direção normal ao *patches* (*irradiação broadside*) e irá descaindo até atingir um mínimo de radiação na direção paralela à superfície da antena. Teoricamente se o plano de massa fosse infinito, a parte inferior da antena não irradiaria energia, mais em realidade sempre há energia que se irradia pela parte inferior, tal como se mostra na *Figura 3.21*. Normalmente, as antenas retangulares de *microfita* alcançam valores de diretividade máxima próximos a 7 - 8dB [BAL04].

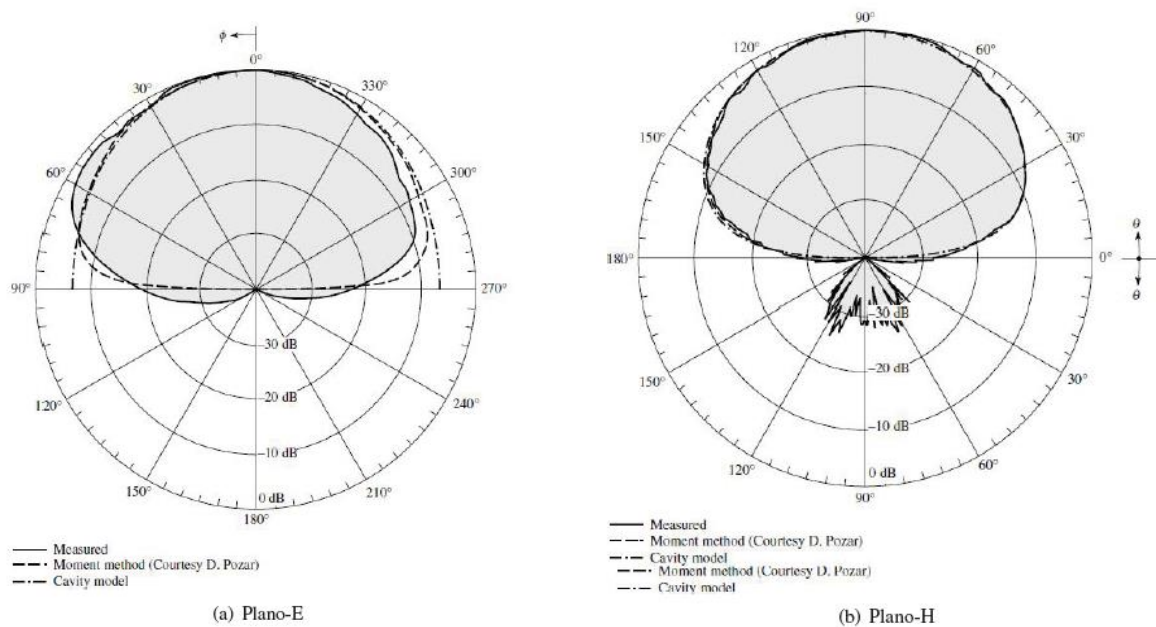


Figura 3.21. Padrão de radiação para uma antena retangular microstrip.

A diretividade define-se como a relação entre a intensidade de radiação da antena em cada direção do espaço e a intensidade de radiação de uma antena isotrópica com a mesma potência total.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\rho(\theta, \varphi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (3.18)$$

3.4.4. Ganho

Outro parâmetro importante relacionado com a diretividade é o ganho. O ganho da antena é a intensidade de radiação obtida com relação à intensidade que seria obtida caso a potência aceita pela antena fosse radiada isotopicamente.

A diretividade e o ganho estão relacionados pela eficiência de radiação (η). Esta relação expressa que uma antena real não irradia toda a potência que é entregue, mas que tem uma parte que se dissipa em forma de calor (R_Ω).

$$G(\theta, \varphi) = \eta_r D(\theta, \varphi) \quad (3.19)$$

3.4.5. Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação é uma das principais ferramentas de análise de funcionamento de uma antena. Assim, em sistema de antenas é muito útil medir a intensidade do campo ou a potência irradiada por uma antena em uma superfície esférica de raio constante imaginária ao redor da antena. Assim, o diagrama de radiação é uma representação gráfica das propriedades de radiação da antena em função das diferentes direções do espaço, a uma distância determinada. Estas medidas podem ser feitas em função dos ângulos θ e ϕ em um sistema de coordenadas esférico. O diagrama de radiação de uma antena fornece a direção onde o campo irradiado pela antena é mais intenso.

O campo magnético deriva-se diretamente do campo elétrico, pelo que a representação pode realiza-se a partir de qualquer dos dois campos, sendo habitual que os diagramas sejam referidos ao campo elétrico.

A densidade de potência é proporcional ao quadrado do módulo do campo eléctrico, pelo que a representação gráfica de um diagrama de potência contém a mesma informação que um diagrama de radiação do campo.

Assim, o diagrama de radiação pode-se representar em forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como as curvas de nível ou o desenho em perspectiva. A *Figura 3.22* mostra o diagrama tridimensional de uma antena e os planos E e H . Os níveis expressam-se em decibéis respeito ao máximo de radiação.

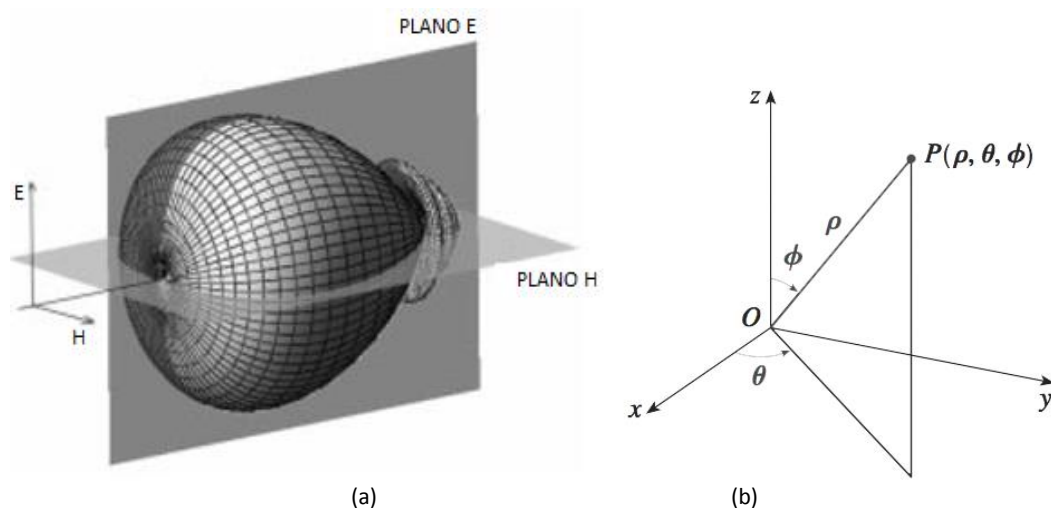


Figura 3.22. (a) Diagrama de radiação 3D. (b) Representação de coordenadas polares no espaço.

Para antenas linearmente polarizadas se define o plano E como o plano que formam a direção de máxima radiação e o campo elétrico nessa mesma direção. Analogamente, o plano H é o formado pela direção de máxima radiação e o campo magnético nessa mesma direção. Ambos os planos são perpendiculares e sua intersecção determina uma linha que define a direção de máxima radiação da antena.

A representação em coordenadas cartesianas permite observar os detalhes em antenas muito diretivas, enquanto o diagrama em coordenadas polares subministra uma informação mais clara da distribuição da potência nas diferentes direções espaciais. As Figuras 3.23 e 3.24 mostram exemplos de ambas as representações.

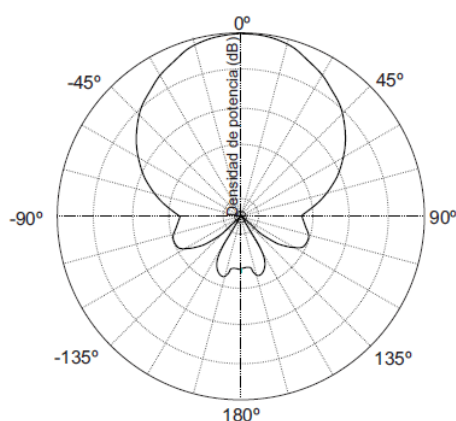


Figura 3.23. Diagrama de radiação em coordenadas polares.

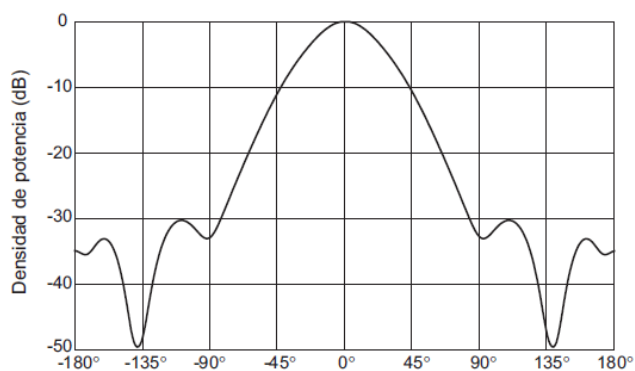


Figura 3.24. Diagrama de radiação em coordenadas cartesianas.

3.4.6. Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é definida para informar sobre a faixa de frequências, em torno da frequência central de operação desta, de acordo com determinadas características, tais como: impedância de entrada, diagrama de irradiação, largura de feixe, polarização e ganho.

Para antenas de banda larga, a largura de banda é expressa como a relação entre a frequência maior e a frequência menor, tendo como referencia a frequência central de operação da antena. Por exemplo, uma largura de banda de 10:1 indica que a frequência superior é 10 vezes maior que a frequência inferior. Sendo representada pela expressão:

$$BW = \frac{f_2}{f_1} \quad (3.21)$$

f_1 = Frequência inferior.

f_2 = Frequência superior da faixa.

A largura de banda é expressa também pelo posicionamento f_1 e f_2 , quando f_2 for maior ou igual ao dobro da frequência inferior f_1 :

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.22)$$

Onde

f_0 = Frequência de trabalho.

A largura de banda da antena é definida para o parâmetro de reflexão é inferior a -10 dB, ou o que é o mesmo, a energia refletida é inferior a 10%, obtendo-se a uma banda de frequência que eficiência de 90% (90% da potência fornecida pelo transmissor é usado na antena).

3.4.7. Polarização

A polarização da onda radiada é definida como a variação temporal que descreve a direção e a magnitude relativa do vector de campo eléctrico de uma onda eletromagnética. Mais concretamente, corresponde à *Figura* descrita ao longo do tempo pela ponta do vector campo eléctrico num dado ponto do espaço e o sentido em que essa *Figura* é traçada, quando se observa segundo a direção de propagação da onda eletromagnética.

A polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica. Se o vector que descreve o campo eléctrico num ponto no espaço como uma função do tempo é sempre dirigida ao longo de uma linha, o campo é linearmente polarizado. Em geral, no entanto, quando duas ondas linearmente polarizadas, uma vertical e outra horizontal, de diferentes amplitudes resultam em uma onda elipticamente polarizada.

Polarizações lineares e circulares são casos especiais da polarização elíptica. A polarização linear pode ser obtida quando a elipse torna-se uma linha reta. Mais quando as duas componentes de um campo polarizado elipticamente têm a mesma amplitude e estão em quadratura de fase (desfasadas 90°), a elipse torna-se circular (*Figura 3.25*). A polarização elíptica e circular pode ter dois tipos de rotações dependo se o giro é realizado no sentido horário (direitas) ou anti-horário (esquerdas) [BAL04].

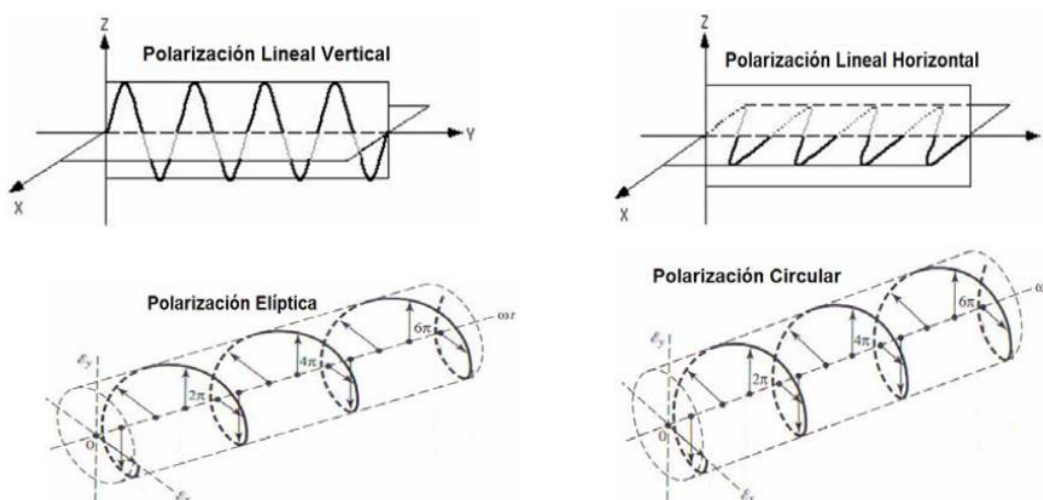


Figura 3.25. Tipos de polarização.

Para saber a pureza da polarização circular de uma antena se define o parâmetro chamado *Relação Axial (AR)* como o cociente entre o eixo maior e o eixo menor.

$$AR = \frac{A}{B} \quad (3.23)$$

3.5. Métodos de Alimentação

A transferência de energia entre a fonte e o elemento irradiante é uma questão muito importante na especificação de antenas planares. Para ter aproveitamento máximo de energia, a impedância de entrada da antena deve ter bom casamento com a linha de transmissão e transmitir toda a energia possível. No caso de haver reflexão de ondas, tem-se a necessidade de acoplar algum elemento (*balun*, *stub* ou até linha de um quarto de comprimento de onda) para promover o casamento de impedâncias e diminuir a reflexão.

Dependendo da alimentação utilizada, se obtém características diferentes de radiação. Existem múltiplas formas de alimentar antenas de *microfita*. As mais comuns são a linha de transmissão, sonda coaxial, por proximidade e por abertura. A seguir são apresentadas as características mais destacáveis de cada uma delas:

3.5.1. Alimentação com Linha de Transmissão

Também conhecida como alimentação direita, é a forma de alimentar a antena usando uma linha de impedância característica projetada para casar com a impedância da fonte. Tanto a linha quanto a antena estão construídas no mesmo substrato dielétrico, fazendo a antena parecer como se fosse uma extensão da linha de *microfita*. *Figura 3.26(a)*.

Este método apresenta varias vantagens sobre outras técnicas de alimentação. Uma das mais importantes é a simplicidade na fabricação, já que se constrói sobre uma mesma camada. É fácil adaptar a impedância, já que a impedância de entrada nas bordas radiantes muda dependendo do ponto de alimentação da antena. Além disso, calcular a resistência de entrada e outros parâmetros da antena é muito simples, já que se pode utilizar o modelo de linha de transmissão [GOD01].

Por outro lado, como a linha de transmissão está sobre a mesma estrutura onde está a antena, desenhada para maximizar a radiação, provocará que as descontinuidades da linha de transmissão gerem alta radiação espúria. Entretanto, comparado com outros métodos de alimentação, este método proporciona uma largura de banda reduzida [GOD01].

3.5.2. Alimentação por Sonda

Este método consiste em uma sonda que atravessa o plano de massa e chega até a antena, normalmente unida por um ponto de solda. A sonda habitualmente é o condutor interno de um cabo coaxial, razão pela qual este método também é chamado *alimentação por linha coaxial*. O controle sobre a impedância de entrada é similar ao da alimentação com linha insertada [GOD01]. *Figura 3.26(b)*.

As vantagens deste método são varias. Por um lado, a rede de alimentação está isolada dos elementos irradiantes. Isto implica que pode aperfeiçoar-se a rede de alimentação e a antena separadamente. Por outro lado, este método é provavelmente o mais eficiente porque a antena é alimentada diretamente, com a rede de alimentação separada, reduzindo assim a radiação espúria [GOD01].

As antenas alimentadas deste modo têm características similares às de alimentação com linha de *microfita*. A largura de banda é bem reduzida, sendo difíceis de analisar com precisão. [GOD01].

3.5.3. Alimentação por Proximidade

Este tipo de alimentação utiliza duas camadas de substrato, colocando-se o *patches* na parte de superior da estrutura, a linha *microfita* no meio dos substratos e o plano de terra na parte inferior da estrutura. O acoplamento entre antena e a linha é de tipo capacitivo. Esta alimentação pode ser utilizada para melhorar a largura de banda da antena.

É outro método para resolver as carências da alimentação direita. Consiste de uma linha de alimentação e um plano de massa, separados por um primeiro substrato dielétrico e encima um segundo substrato com a antena na cara superior, *Figura 3.26(c)*. As antenas alimentadas desta forma tem maior largura de banda. Contudo, como a rede de alimentação e a antena não estão totalmente isoladas, ainda existe radiação espúria, mas em menor medida que nos métodos anteriores. Da mesma forma que acontece na alimentação por abertura, no caso de existir furos entre os substratos poderiam aparecer efeitos não desejados [GOD01].

3.5.4. Alimentação por Abertura

Para neutralizar os defeitos da alimentação direita (reduzida largura de banda e irradiação espúria) é comum utilizar diferentes técnicas. Uma delas é a alimentação por abertura. Cabe destacar que não existe contato entre a rede de alimentação e a antena [GOD01].

A *Figura 3.26(d)* mostra que se utilizam duas lâminas de substratos dielétricos separadas por um plano de terra com uma pequena fenda que acopla linha de *microfita* da alimentação situada no lado inferior, e a antena colocada no lado superior. Isto permite minimizar as radiações espúrias. Assim mesmo, é possível atingir uma polarização cruzada menor devido à simetria da configuração, pelo que é recomendável que abertura fique completamente coberta pela antena. O nível de acoplamento da linha de alimentação do *patches* determina-se pela forma, tamanho e localização da espessura. [BAL04]

Também permite que a rede de alimentação e a antena sejam optimizadas de maneira independente.

Além, a fabricação segue sendo relativamente simples. A fabricação multicamada pode apresentar problemas se existem pequenos furos entre os substratos. Estes furos podem alterar significativamente a impedância de entrada da antena, especialmente em altas frequências, dado que os furos são eletricamente maiores. O material utilizado para unir as camadas pode reduzir a eficiência da antena. A despeito de sua aparência complexa, o projeto é relativamente simples e flexível, já que existem mais parâmetros de desenho. A maior vantagem da alimentação por abertura é que se pode aumentar consideravelmente a largura de banda da antena [GOD01].

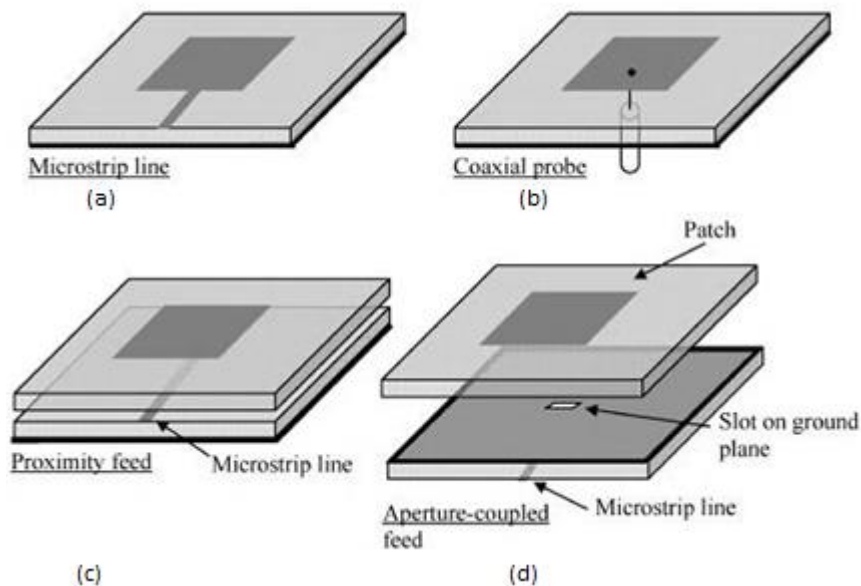


Figura 3.26. Os quatro métodos mais comuns de alimentação de antena de microfita.

3.6. Arranjos de Antenas

Em determinadas aplicações, as características necessárias em uma antena podem não ser atingidas com um único elemento *microstrip*. Para solucionar este problema recorre-se às agrupações de antenas (*arranjos*). Com os elementos do arranjo alimentados com umas amplitudes e fases adequadas, produzem umas interferências nos campos irradiados conseguindo o diagrama de radiação desejado. São utilizados em muitas aplicações onde se requerem diagramas de radiação muito diretivos, largura de banda ou níveis de lóbulos secundários muito precisos. Além disso, é possível variar a forma do diagrama de radiação eletronicamente, mudando as amplitudes e fases de cada antena básica. Existem distintos métodos para alimentar arranjos de antenas, que derivam dos métodos já vistos no apartado 3.5.

Um dos aspectos mais interessantes do design de antena são os arranjos faseados, porque através do controle das alimentações de cada elemento radiante, é possível modificar o padrão de radiação do arranjo. Assim é possível reforçar o padrão de radiação numa direção desejada e suprimindo a radiação em direções indesejadas.

Este diagrama de radiação do arranjo é dado pelo diagrama de radiação de um único elemento multiplicado por um fator de arranjo. Este fator de arranjo ou fator de agrupação está relacionado com a posição dos elementos do arranjo, a posição relativa entre os elementos, a amplitude e fase da alimentação de cada elemento e a frequência de trabalho.

No que se refere à alimentação direta, existem duas maneiras principais de alimentação das antenas de um arranjo; em paralelo e em série, a pesar de também poder ser combinadas entre si.

3.6.1. Alimentação em Série

A alimentação em série consiste em uma linha de transmissão continua onde a energia se distribui progressivamente pelos ressonadores colocados ao longo da linha. Há que levar em conta o comprimento da linha que separa os elementos, já que o comprimento elétrico variará com a frequência e, por conseguinte o desfase da corrente de alimentação entre elas o fará também. Por isto, estas antenas são utilizadas em muitas ocasiões em aplicações onde se procura que a direção do feixe principal varie com a frequência [BHA01].

Existem dois tipos de alimentação em série, simétrica ou assimétrica. Figuras 2.19(a) e 2.19(b). Na alimentação simétrica, todos os elementos são alimentados com a mesma potência e fase, e é independente da frequência. Por sua parte, nas configurações assimétricas permitem controlar o desfase entre os elementos, e, por conseguinte a direção do feixe principal [BHA01].

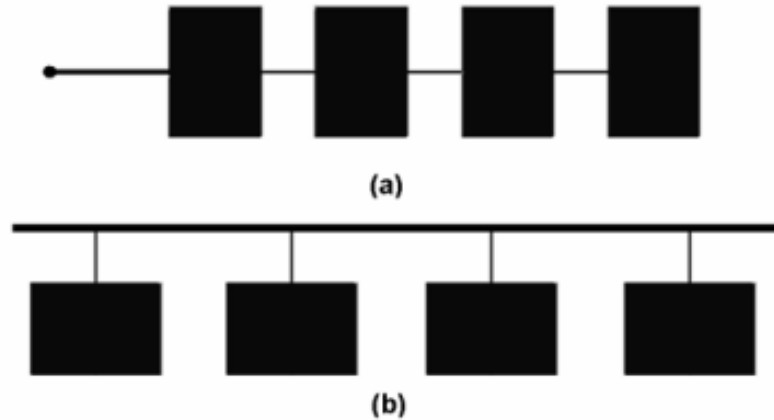


Figura 3.27. Configuração em série. (a) alimentação em linha, (b) alimentação fora de linha.

3.6.2. Alimentação em Paralelo

Outro sistema de alimentação de antenas *microstrip* é a alimentação em paralelo. A alimentação em paralelo apresenta uma alta radiação espúria, como já foi comentado, mas é fácil de implementar, é barata e permite ajustar os desfase entre os elementos do arranjo com uma grande precisão. Para acoplar a impedância da antena à porta de entrada, é comum utilizar adaptadores $\lambda/4$. *Figura 3.28.*

Este método é permite ter um maior controle da alimentação, o qual permite controlar a fase de cada elemento usando transformadores de fase. E enquanto a amplitude pode ser ajustada usando amplificadores ou atenuadores.

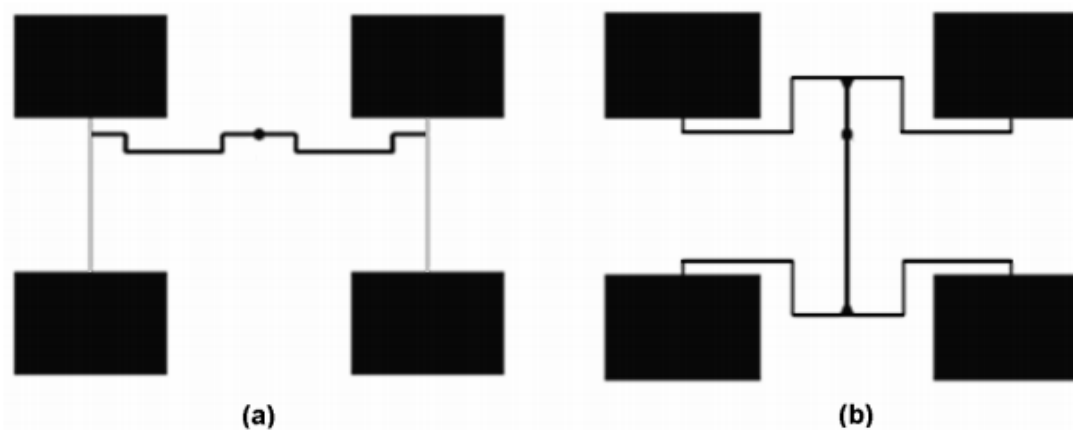


Figura 3.28. Configurações em paralelo. (a) Interior-horizontal. (b) Interior-vertical.

3.6.3. Arranjos de Antenas de *Microfita*

Os arranjos de antenas de *microfita* são atraentes para várias aplicações, já que podem ser fabricados por técnicas de fotolitografia e baixo custo.

No projeto de arranjos de antenas de *microfita* é de suma importância para o estudo do acoplamento mútuo entre os elementos de antena *microfita*. Se o acoplamento mútuo entre elementos vizinhos de um arranjo de antenas é pequeno e pode ser ignorado, a impedância de entrada de cada elemento é a mesma que o elemento de radiação individual. O comportamento elétrico, tais como padrões de radiação, ganho e largura de banda podem obter-se facilmente. [LEE11]

Por isso, a *Figura 12.29* mostra os tipos de acoplamento mútuo que ocorrem em um arranjo de antenas:

1. Radiação livre onda e acoplamento da onda de superfície entre os elementos.
2. Acoplamento de *fringing* entre elementos adjacentes.
3. Acoplamento entre um elemento e a rede de alimentação da estrutura da antena.

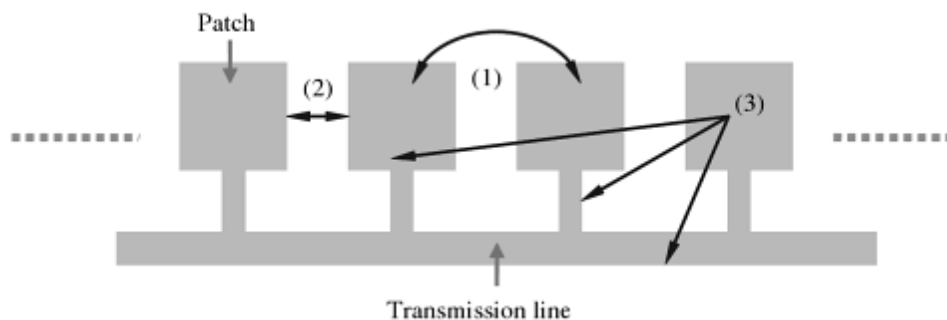
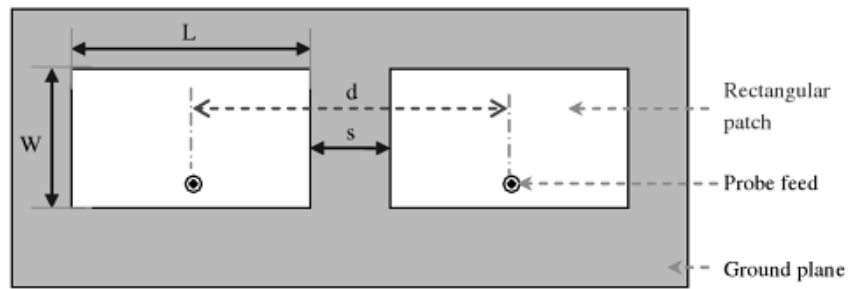


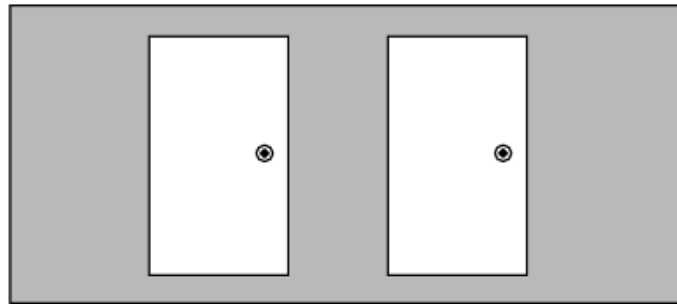
Figura 3.29. Tipos de acoplamento mútuo presentes em um arranjo de antenas.

Estes efeitos produzem uma previsão errada da impedância de entrada, distorção do padrão de radiação e degradação na eficiência.

A *Figura 3.30* mostra duas orientações possíveis entre duas antenas *patches* retangulares para um arranjo. A distância entre *patches* adjacentes é definida como s e o espaçamento elementos de definido como d . O acoplamento entre os dois elementos são chamados plano de acoplamento E e plano de acoplamento H , respectivamente. *Figura 3.30(a)* e *Figura 3.30(b)*.



(a) H-plane coupling



(b) E-plane coupling

Figura 3.30. Acoplamento mutua entre dois patches retangulares. (a) Plano de acoplamento **E** (b) plano de acoplamento **H**

4. Design

Neste capítulo se explica a concepção da antena realizada ao longo deste TFC. Como foi comentado anteriormente, o objetivo é desenhar um arranjo de antenas de *microfita* operando na faixa de micro-ondas.

Serão apresentados os resultados que foram obtidos com base nos conceitos básicos citados nos capítulos anteriores. São descritos os procedimentos adotados no projeto e simulação, bem como a análise dos resultados e as medições feitas. As simulações das antenas foram realizadas com o auxílio do software *CSTTM*, que é uma ferramenta de análise que emprega o método dos elementos finitos e analisa estruturas de altas frequências para a resolução dos campos eletromagnéticos associados.

Realiza-se uma descrição do desenvolvimento das partes principais do design: No primeiro lugar os elementos irradiantes (antenas *patches*). Onde são descritos três protótipos diferentes de antenas de *microfita*. Para cada protótipo de antenas projetadas, são apresentados o tipo de substrato a frequência de ressonância, os diagramas de radiação, e os campos elétricos ao longo da antena. Posteriormente, se apresenta o divisor de potência de 3 portas da rede de alimentação.

Por último, deveria ser levada a cabo a integração de todas as partes da antena completa do arranjo e mostrar detalhadamente a estrutura de um protótipo do arranjo final, mas que os Condicionais de tempo e outras circunstâncias neste último passo ficou inacabado.

4.1. Design de um Elemento

A primeira etapa do design da estrutura é a concepção de uma única antena de *microfita*. Assim, deve especificar-se a frequência de ressonância (f_r), a constante dielétrica (ϵ_r) e a espessura do substrato (h). O procedimento está baseado no modelo de análise de linha de transmissão visto na secção 3.4.2. Seguidamente detalhado:

1. Determinar a largura do *patches* usando *equação 4.1*:

Onde λ_0 é o comprimento de onda, dado por:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_r} \quad (4.1)$$

Onde o coeficiente c_0 é a velocidade da luz no espaço livre ($3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$), e f_r a frequência de ressonância.

2. Determinar a constante dielétrica efetiva ϵ_e utilizando a *equação (3.9)*.
3. Calcular a extensão do comprimento ΔL usando a *equação (3.10)*
4. Obtém-se o comprimento efetivo L_{eff} resolvendo a *equação (3.11)*.
5. Finalmente obtém-se o comprimento do *patches* L usando a *equação (3.12)*.

Com este procedimento se obtém todas as medidas necessárias para o design de um *patches* retangular, como se ilustra na *Figura 4.1*:

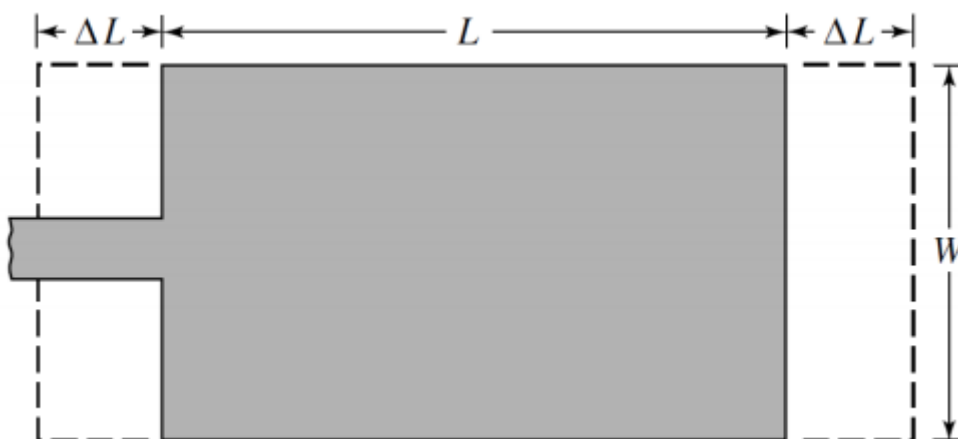


Figura 4.1. Parâmetros de um *patches* retangular.

Em segundo lugar, calcula-se a condutância mencionada na secção 3.4.2.

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (4.2)$$

Onde:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 \sin^3 \theta \, d\theta \quad (4.3)$$

E k_0 é o número de onda:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (4.4)$$

Um efeito importante é a condutância mutua produzida entre as duas fendas (G_{12}). Pode-se calcular mediante:

$$G_{12} = \frac{I_{12}}{120\pi^2} \quad (4.5)$$

Onde:

$$I_{12} = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3 \theta \, d\theta \quad (4.6)$$

J_0 é a função de Bessel de ordem zero. A partir dos valores das condutâncias obtidos é possível calcular a resistência de entrada. É definida da seguinte forma:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_2)} \quad (4.7)$$

Além, pode-se calcular a resistência em cada ponto do *patches* utilizando:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_2)} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}\right) \quad (4.8)$$

Onde y_0 é a posição onde se quer calcular o valor da resistência. Depois de obter a posição y_0 com a impedância desejada, o *patches* tem a forma da *Figura 4.2*:

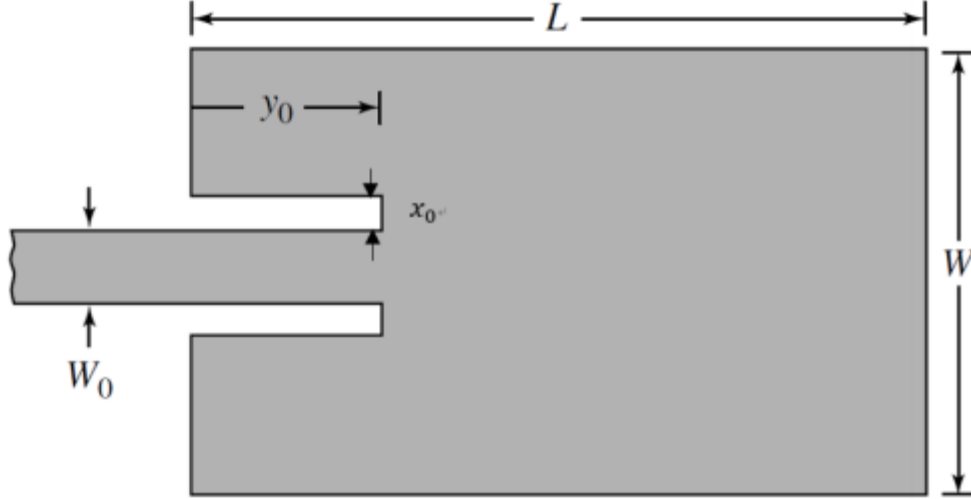


Figura 4.2. Forma final de uma antena patchs retangular.

Geralmente o valor x_0 é menor comparado com o comprimento de onda ($x_0 \ll \lambda_0$).

Por último, se faz uma estimacão da diretividade e do campo irradiado. A forma de calcular a diretividade é a seguinte:

$$D = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\pi}{I_2} \quad (4.9)$$

Onde:

$$I_2 = \int_0^\pi \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 \sin^3(\theta) \cos^2\left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) d\theta d\varphi \quad (4.10)$$

No caso de um *patchs* situado no plano YZ, a expressão do campo elétrico irradiado pelas duas fendas em campo distante é:

Para o plano E ($\theta = 90^\circ$, $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$, $270^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$):

$$E_\theta = \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \varphi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \varphi} \right\} \cos\left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \varphi\right) \quad (4.11)$$

Para o plano H ($\varphi = 0^\circ$, $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$)

$$E_\theta = \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \varphi\right) \sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \varphi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \varphi \frac{k_0 h}{2} \cos \varphi} \right\} \quad (4.12)$$

4.2. Protótipos

Na hora da concepção de uma antena, deve fazer-se primeiramente uma simulação, posteriormente construí-la e finalmente medi-la. Para validar o design, os resultados experimentais deverão ser próximos com os teóricos. Na maior parte das vezes ambas as respostas não coincidem e o erro entre elas pode ser devido à precisão no processo de fabricação. Outras vezes o motivo é a diferença no valor da constante dielétrica ϵ_r do substrato utilizado. É por isso necessário fazer uma medição previa ao design. Os fabricantes de substratos proporcionam diferentes tolerâncias do material e podem resultar significativas para o funcionamento da antena. Assim, é recomendável medir o substrato para obter sua constante dielétrica relativa ϵ_r e a espessura h para a frequência de trabalho desejada (f_r) com maior exatidão.

Por isso, foi necessário desenhar três protótipos diferentes de antenas até atingir um modelo válido para a posterior fabricação do arranjo. O primeiro protótipo foi desenhado para trabalhar a uma frequência de 10GHz, utilizando como substrato o dielétrico AD250 do fabricante Arlon com $\epsilon_r = 2.5$, $h = 1.57$, $tg\delta = 0.0014$ [Web2] Este produto de PTFE (*Politetrafluoretileno*) apresenta baixas perdas para aplicações comerciais de RF e retém as propriedades dielétricas de frequência estáveis de Teflon. [Web 2]

Contudo, por motivos de orçamento e fornecimento não foi possível adquirir esse substrato e não pôde ser construída, apenas simulada. Por este fato foi necessário fazer um segundo protótipo. Esta vez se utilizou FR-4 (*Flame Resistant*), um dielétrico de baixo custo, muito utilizado em circuitos PCB (*Printed Circuit Board*), fabricado a partir de fibra de vidro embebido em resina epóxi. Apresenta piores prestações eletromagnéticas que o AD250 no design de antenas. Sua permitividade dielétrica e sua tangente de perdas são maiores, $\epsilon_r = 4.4$, $tg\delta = 0.014$, o que causa que as perdas no material sejam maiores, diminuindo-se a eficiência de radiação. Quanto maior for o valor ϵ_r , melhor nível de condutividade eléctrica. Os chamados materiais de baixo ϵ_r são dielétricos utilizados como isoladores entre as interligações de metal para reduzir o acoplamento entre eles.

Por sua parte, a frequência de trabalho manteve-se idêntica ao protótipo anterior (3GHz).



Figura 4.3. Lâminas de substrato FR-4.

Finalmente, trás realizar testes na segunda antena e medir suas perdas de retorno e caraterísticas de radiação, se considerou que o substrato FR-4 apresenta muitas perdas para uma frequência de trabalho de 10GHz ($S_{11} = -14.8 \text{ dB}$, $S_{21} = -12.82 \text{ dB}$). Coisa que já indicavam nas gráficas das Figuras 3.11, 3.12, 3.13, 3.14. Por conseguinte, se decidiu fazer um terceiro protótipo e mudar de frequência para 3GHz onde as perdas do RF-4 são muito menores ($S_{11} = -28.4 \text{ dB}$, $S_{21} = -2.56 \text{ dB}$). Os testes foram feitos sobre uma guia de duas portas no substrato para determinar os parâmetros de transmissão e reflexão. Pode ver-se Figura 4.4 e Figura 4.5.

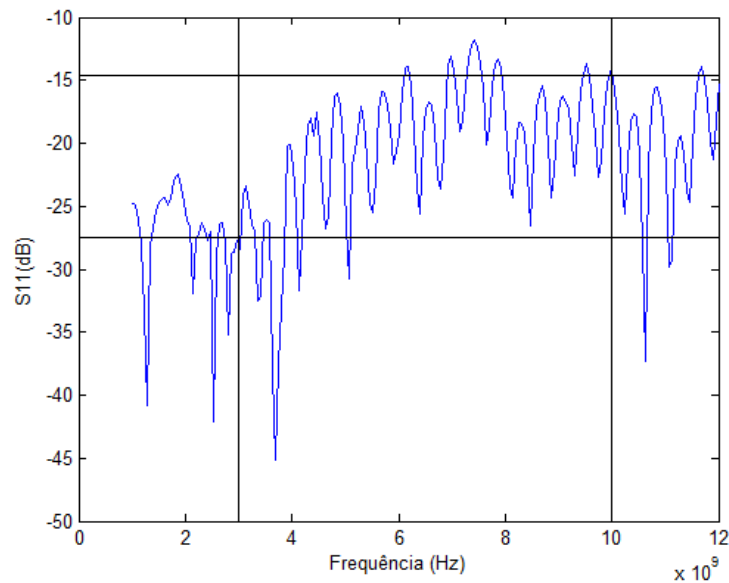


Figura 4.4. S_{11} de uma guia FR-4 medido na faixa 0-12GHz.

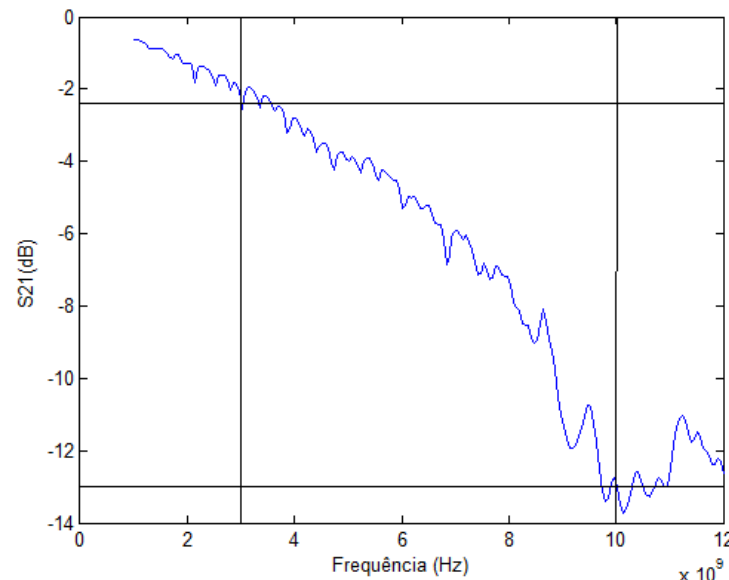


Figura 4.5. S_{21} de uma guia FR-4 medido na faixa 0-12GHz.

A seguir se apresentam todos os protótipos e uma comparação dos correspondentes resultados das simulações com os medidos de cada um.

4.2.1. Protótipo 1

Num primeiro momento foi projetada uma antena de *microfita* com *patches* retangular para uma frequência de trabalho de 10GHz. Esta antena está composta por uma camada dielétrica sobreposta a um plano de terra. Na camada foi utilizado como material dielétrico AD250 do fabricante Arlon, com 1.57mm de espessura (h), e permitividade relativa (ϵ_r) de 2.5. A alimentação da antena é feita por linha de transmissão (Ver seção 3.4.2)

Está desenhada para irradiar na faixa de frequência de 10GHz. Após de ajustar a frequência de ressonância, se realiza uma simulação com um malhado fino e se otimizam os parâmetros. Da mesma forma, para poder realizar devidamente as simulações, é necessário definir uma porta onde excitar o campo. O design do protótipo 1 e as suas dimensões podem apreciar-se na *Figura 4.6*.

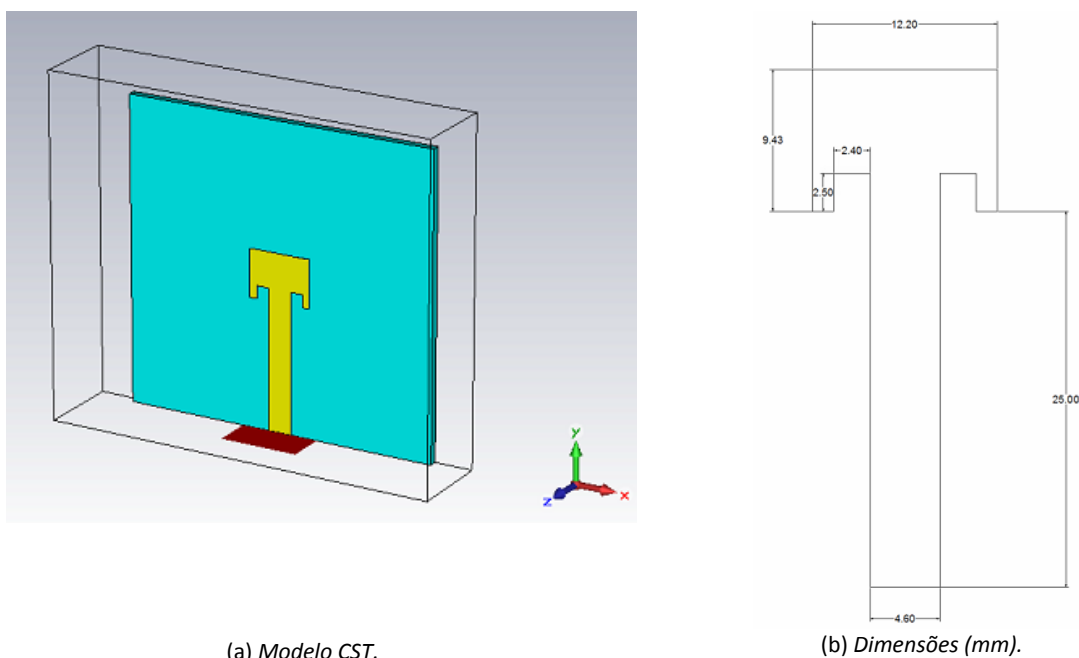


Figura 4.6. Design do protótipo 1.

As principais características físicas da antena estão apresentadas na *Tabela 4.1*.

Frequência de ressonância (f_r)	10GHZ
Nome de substrato	Arlon AD250
Constante dielétrica (ϵ_r)	2.5
$Tan(\delta)$ de perdas	0.0014
Espessura do substrato (h)	1.57 mm
Espessura da fita (t)	0.017 mm

Tabela 4.1. Principais características físicas do protótipo 1.

Para fazer a conexão da antena é necessária a utilização de conectores SMA, cuja impedância é calculada mediante a seguinte expressão:

$$Z_{coaxial} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \quad (4.13)$$

Onde D e d são os diâmetros exterior e interior do conector SMA, e ϵ_r é a constante dielétrica do teflon:

No entanto, para simplificar o design, se busca a posição cuja impedância seja igual à do conector, é dizer, 50Ω.

$$Z_{coaxial} = 50 \Omega \quad (4.14)$$

Seguindo os passos da secção 3.4.2 foram obtidas as dimensões da estrutura do *patches*. Para fazer os cálculos necessários de uma maneira mais ágil, foi utilizado o *software* de cálculo numérico *Matlab*.

Largura do <i>patches</i> (W)	12.20 mm
Comprimento do <i>patches</i> (L)	9.43 mm
Largura da guia (w_0)	4.60 mm
Comprimento da guia (l_0)	25.00 mm
x_0	2.40 mm
y_0	2.50 mm

Tabela 4.2. Dimensões após da otimização do protótipo 1.

Após de definir as condições de simulação (fronteiras, plano de terra, dimensões e posição da porta de alimentação, etc.), verifica-se o correto casamento da antena a partir da análise dos parâmetros S_{11} e o VSWR. (*Figura 4.7* y *Figura 4.8*)

O módulo do coeficiente de reflexão de entrada, $|S_{11}|_{dB}$, ou *Return Loss* é o parâmetro que relaciona a potência incidente, P_i , com a potência refletida, P_r , da antena, devido à sua desadaptação.[BAL04]. Este parâmetro define quais as bandas de sintonia da antena. Na *Figura 4.7* encontra-se o gráfico da simulação deste parâmetro, para a antena em espaço livre. Neste caso, interessam valores de S_{11} tão baixos quanto possível, para ter melhor casamento. Pode observar-se que o parâmetro S_{11} tem um valor de -33.65 dB na frequência de ressonância 10 GHz. Um S_{11} com valor inferior a -20 é considerado aceitável para este tipo de antenas.

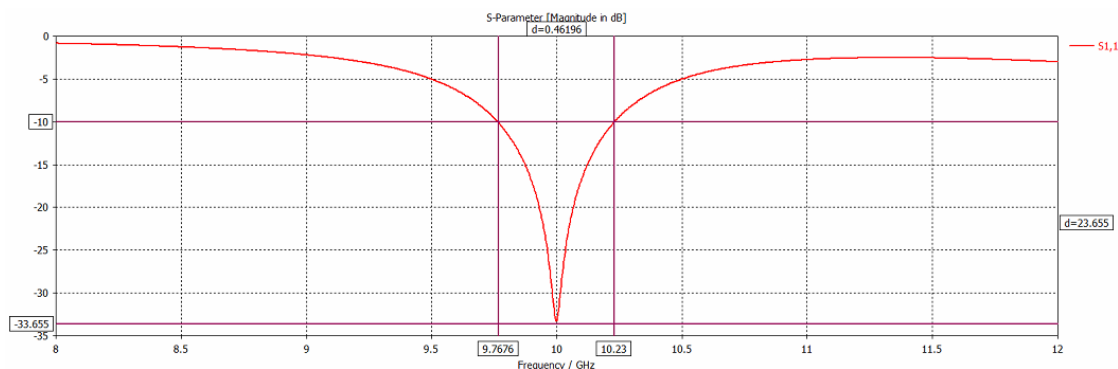


Figura 4.7. Módulo do coeficiente de reflexão de entrada em espaço livre (Simulado) e do protótipo 1.

Dos resultados simulados, pode-se observar que a antena, na faixa de 8 a 12 GHz, apresenta uma largura de banda (BW) de 460 MHz.

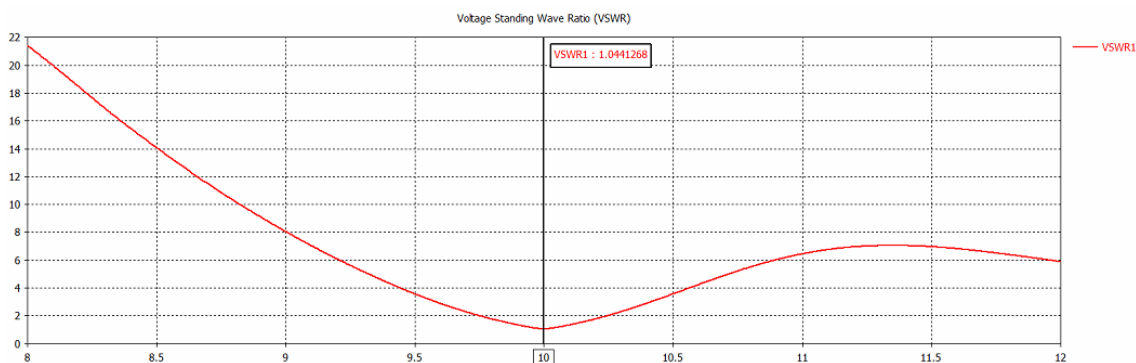


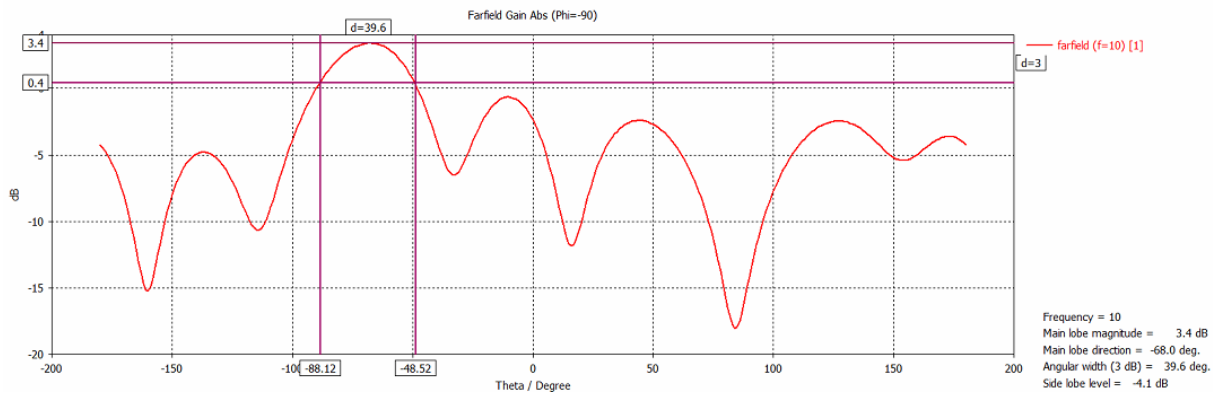
Figura 4.8. VSWR simulado do protótipo 1.

A partir do diagrama de radiação da Figura 4.7 é possível determinar o valor da largura de banda a -3dB o qual indica a faixa de frequências em que a maior parte da potência do sinal é concentrada.

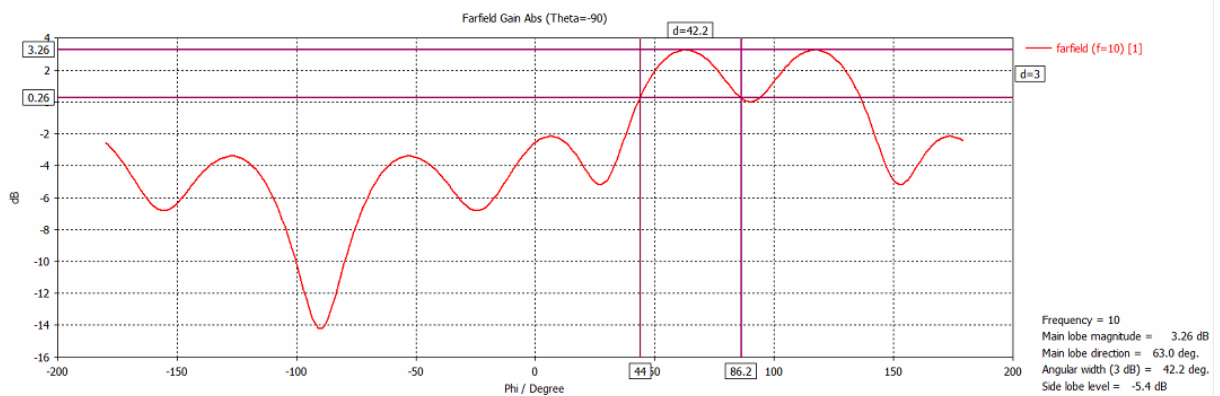
Na Figura 4.10 são apresentados os diagramas de radiação, bidimensionais, em dBi (ganho em relação a uma antena isotrópica). Como a polarização da antena é linear, os planos de corte mais interessantes para o estudo do diagrama de radiação são os planos E (XZ), e H (XY).

Os ângulos θ (Theta) e φ (Phi), permitem a escolha desses planos, para a respectiva representação do diagrama de radiação. Assim para a representação do diagrama de radiação no plano E o ângulo $\theta=90^\circ$ e varia-se o ângulo φ . Para a representação do plano H varia-se o ângulo θ , com $\varphi = 90^\circ$. (Segundo Figura 3.22)

Na Figura 4.11, está representado o diagrama de radiação, tridimensional, da antena simulada, em espaço livre, na frequência de 10 GHz.

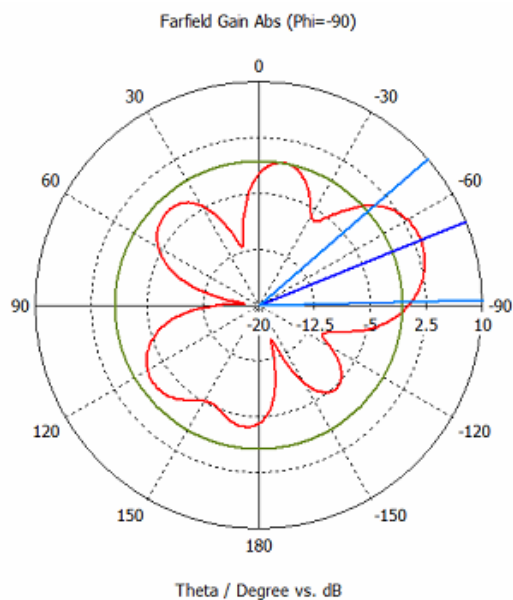


(a)

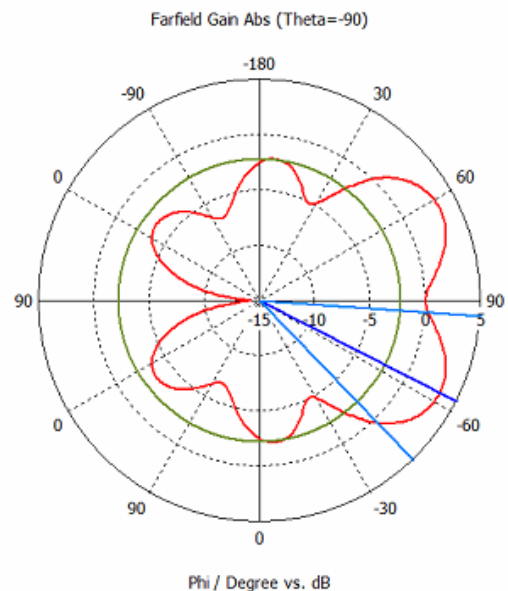


(b)

Figura 4.9. Diagrama de radiação em coordenadas cartesianas (2D) da antena simulada em espaço livre (Protótipo 1). (a) Plano E. (b) Plano H.



(a)



(b)

Figura 4.10. Diagrama de radiação em coordenadas polares (2D) da antena simulada em espaço livre (a) Plano E. (b) Plano H (Protótipo 1).

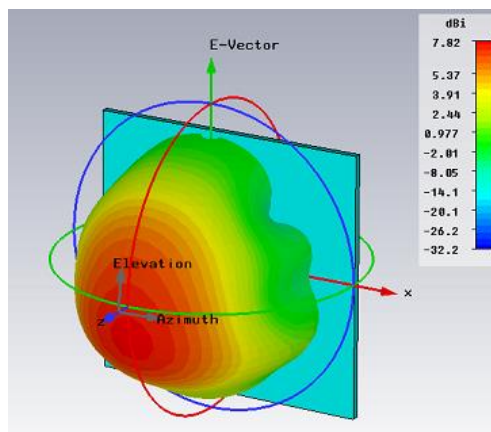


Figura 4.11. Diagrama de radiação em 3D polares da antena simulada em espaço livre (Protótipo 1) simulando com plano infinito de terra.

Já que os diagramas são normalizados, são mostrados os valores significativos da simulação na *Tabela* a seguir:

Impedância de entrada Z_{in}	50 Ω
Diretividade máxima (D)	7.82 dB
Eficiência radiação (η_{rad})	-0.313 dB
Eficiência total (η_T)	-0.316dB
Direção de máximo apontamento (deg) (E)	-68.00
Direção de máximo apontamento (deg) (H)	116.00
SLL (dB) (E)	-5.20
SLL (dB) (H)	-3.90
BW _{-3dB} E (deg)	39.60
BW _{-3dB} H (deg)	42.20
BW (MHz)	460.00
BW (%)	4.60
S_{11} ($f_r = 10\text{GHz}$)	-33.66 dB
VSWR	1.04 dB

Tabela 4.3. Valores significativos da antena simulada em espaço livre (Protótipo 1).

Com base nos resultados obtidos neste design é possível tirar algumas conclusões. Assim, a antena apresenta uma grande eficiência total devido a que o substrato utilizado apresenta baixas perdas de radiação. Quase a potência total entregue é radiada (93%) devido às características eletromagnéticas deste substrato.

Pode-se observar que os resultados deste design são satisfatórios. Apresenta uma diretividade máxima de 7.8 dB o qual está dentro dos valores esperados neste tipo de antenas (7 – 8 dB) [BAL04] sendo a direção de máxima radiação normal ao *patches* (irradiação *broadside*). Pode ser observado na *Figura* 4.11.

Embora tiver excelentes propriedades de radiação e baixas perdas de retorno, infelizmente este modelo não foi construído por problemas de fornecimento do substrato, como já foi referido anteriormente. Isto produz que fosse necessário o design de outro protótipo.

4.2.2. Protótipo 2

Neste segundo protótipo foi projetada e construída uma antena de *microfita* de tipo *patches* para uma frequência de trabalho de 10GHz. Esta antena, ao igual que a proposta anterior, está composta por uma camada dielétrica sobreposta a um plano de terra, conforme ilustrado na *Figura 4.12*. Na camada foi utilizado como material dielétrico fibra de vidro (FR-4), com 1.6mm de espessura (h), e permitividade relativa (ϵ_r) de 4.4. A alimentação da antena é igualmente feita por linha de transmissão. O design do protótipo 2 e as suas dimensões podem apreciar-se na *Figura 4.12*.

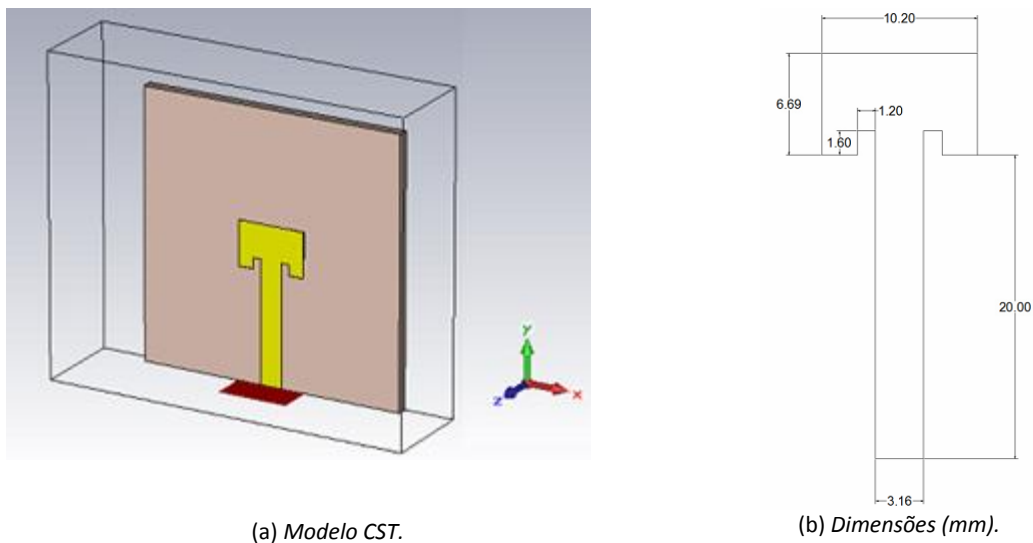


Figura 4.12. Design do protótipo 2.

A seguir os dados principais do design (*Tabela 4.4*):

Frequência de ressonância (f_r)	10GHz
Nome de substrato	FR-4
Constante dielétrica (ϵ_r)	4.4
$Tan(\delta)$ de perdas	0.025
Espessura do substrato (h)	1.6 mm
Espessura da fita (t)	0.017 mm

Tabela 4.4. Principais características físicas do protótipo 2.

As dimensões otimizadas obtidas a partir da simulação, mostradas na *Figura 4.12(b)*, são apresentadas na *Tabela 4.5*.

Largura do <i>patches</i> (W)	10.20 mm
Comprimento do <i>patches</i> (L)	6.81 mm
Largura da guia (w_0)	3.16 mm
Comprimento da guia (l_0)	20.00 mm
x_0	1.60 mm
y_0	1.20 mm

Tabela 4.5. Dimensões após da otimização do protótipo 2.

A *Figura 4.13* apresenta os resultados simulados da perda de retorno desta antena (S_{11}). Como pode ser observada, a frequência para a qual a antena foi projetada, 10GHz. É onde o parâmetro tem o menor valor ($S_{11} = -24.06\text{dB}$).

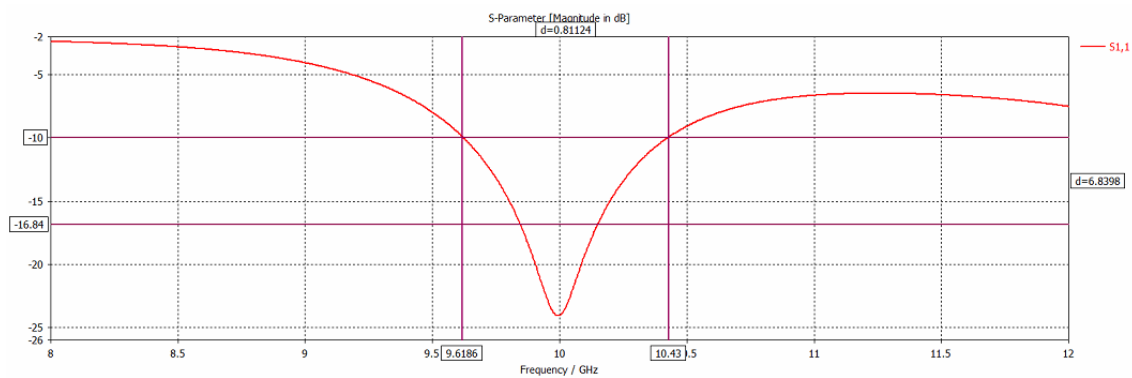


Figura 4.13. Módulo do coeficiente de reflexão de entrada em espaço livre (Simulado) e do protótipo 2.

Dos resultados simulados, pode-se observar que a antena, apresenta uma banda de operação com uma largura de banda (BW) de 811 MHz.

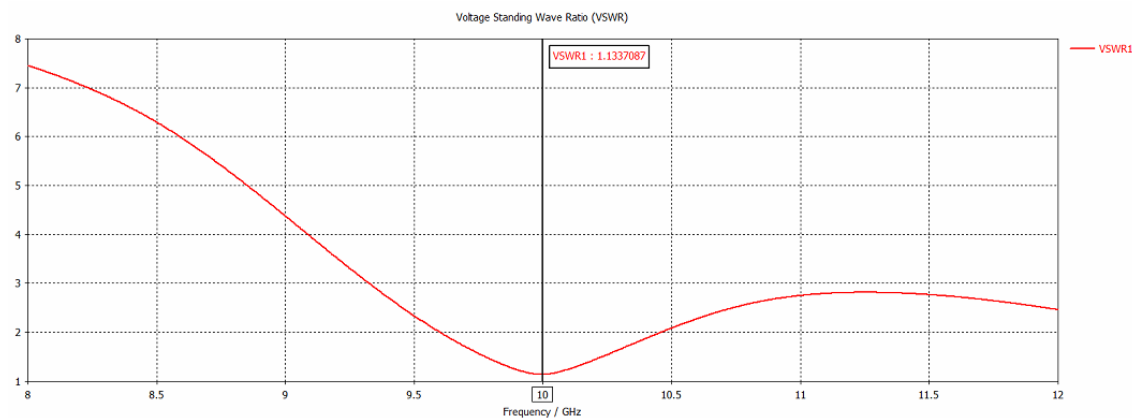


Figura 4.14. VSWR simulado do protótipo 2.

Igualmente, neste caso na *Figura 4.14* pode se apreciar um $VSWR = 1.13$ a 10 GHz considera-se casamento quase perfeito [BAL04].

A seguir (*Figuras 4.15, 4.16, 4.17*), representa o comportamento da antena 2 através do diagrama de radiação, tanto na forma bidimensional (2D) quanto na forma polar (3D), em que ambos representam a diretividade total da antena para o ponto de ressonância, 10 GHz .

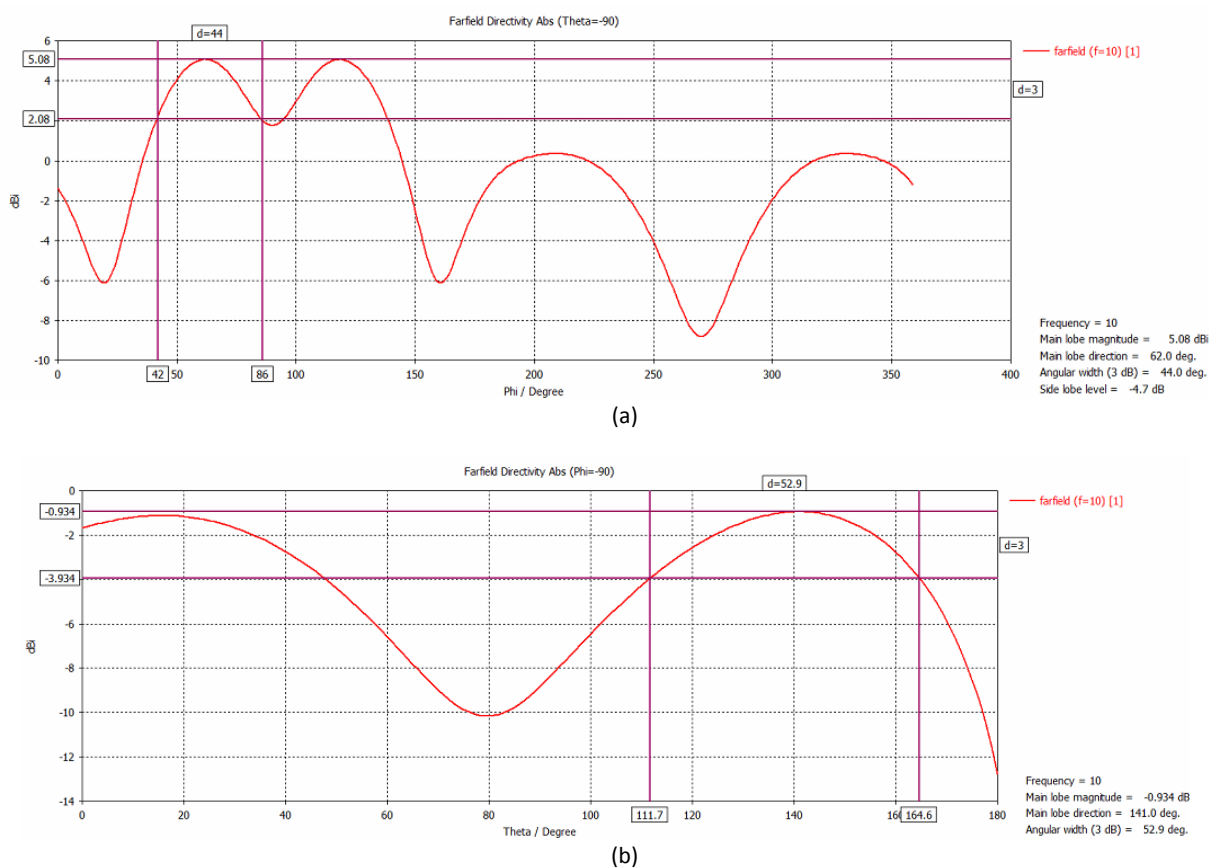


Figura 4.15. Diagrama de radiação em coordenadas cartesianas (2D) da antena simulada em espaço livre (Protótipo 2).
(a) Plano E. (b) Plano H.

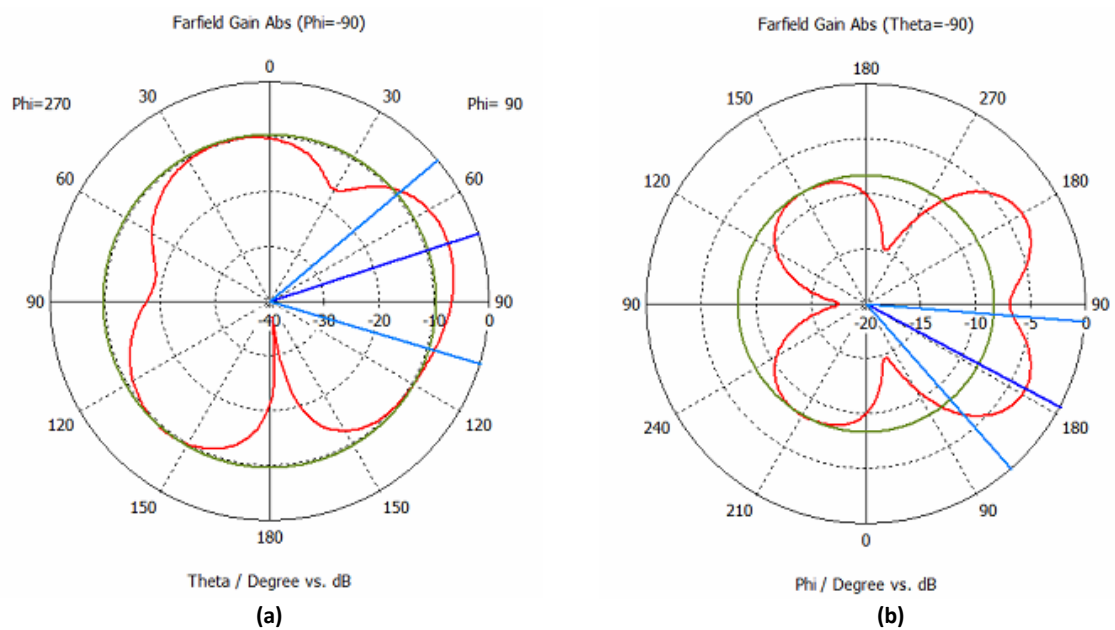


Figura 4.16. Diagrama de radiação em coordenadas polares (2D) da antena simulada em espaço livre (a) Plano E. (b) Plano H (Protótipo 2).

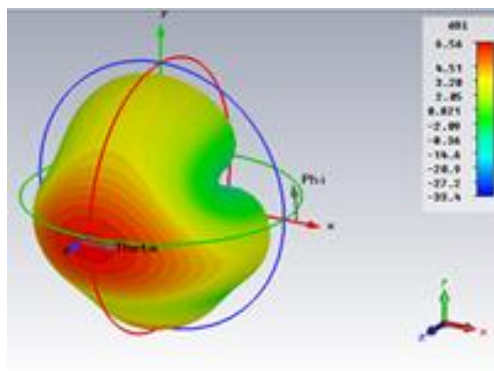


Figura 4.17. Diagrama de radiação em 3D polares da antena simulada em espaço livre (Protótipo 2) simulando com plano infinito de terra.

Já que os diagramas são normalizados, são mostrados os valores significativos da simulação na *Tabela 4.6* a seguir:

Impedância de entrada Z_{in}	50 Ω
Diretividade máxima (D)	6.56 dB
Eficiência radiação (η_{rad})	-2.56 dB
Eficiência total (η_T)	-2.58 dB
Direção de máximo apontamento (deg) (E)	72.00
Direção de máximo apontamento (deg) (H)	62.00
SLL (dB) (E)	-3.80
SLL (dB) (H)	-4.70
BW _{-3dB} E (deg)	52.90
BW _{-3dB} H (deg)	44.00
BW (MHz)	811
BW (%)	8.11
S_{11} ($f_r = 10\text{GHz}$)	-24.06 dB
VSWR	1.13 dB

Tabela 4.6. Valor dos parâmetros obtidos depois da otimização.

Pode-se observar que os resultados deste design são satisfatórios, apresenta sua máxima radiação na direção normal ao *patches* (*irradiação broadside*). Pode ser observado na *Figura 4.17* que o parâmetro S_{11} tem um valor -24dB na frequência de ressonância 10GHz. Um S_{11} com valor inferior a -20dB, é considerado aceitável para este tipo de antenas. Interessam valores de S_{11} tão baixos quanto possível, para ter melhor casamento.

Contudo, a eficiência total que apresenta a antena é baixa comparada com o protótipo anterior. Quase a metade da potência (-3dB) é dissipada devido às piores características eletromagnéticas deste substrato. Este fato produz que seja necessária uma potência de entrada duas vezes maior para atingir a mesma potência de radiação. O qual pode ser limitante para transmissões de longa distância.

Pelo contrário, tem uma largura de banda superior (811 MHz), proporcionando uma margem ampla para trabalhar a frequências afastadas da frequência central.

Neste caso foi possível fazer a construção e medição do protótipo 2. A seguir são apresentadas as medições feitas com o VNA do parâmetro de reflexão desta antena. (*Figura 4.18*). Também se mostra uma comparação entre os resultados simulados e medidos do parâmetro S_{11} (*Figura 4.19*).

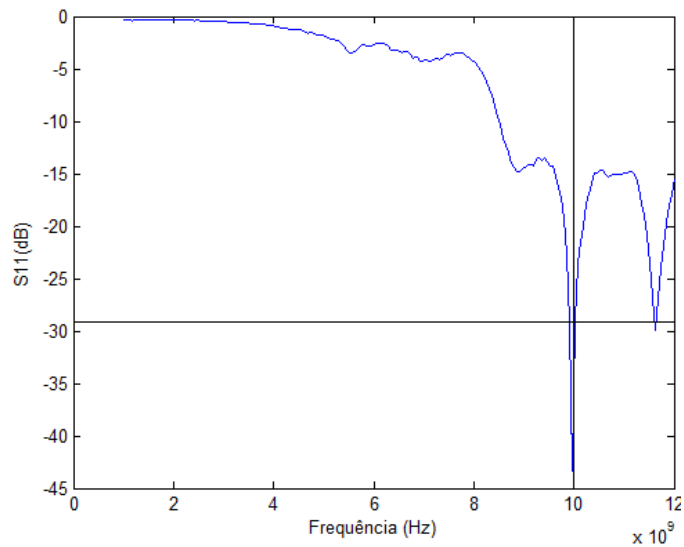


Figura 4.18. Parâmetro S_{11} medido (protótipo 2).

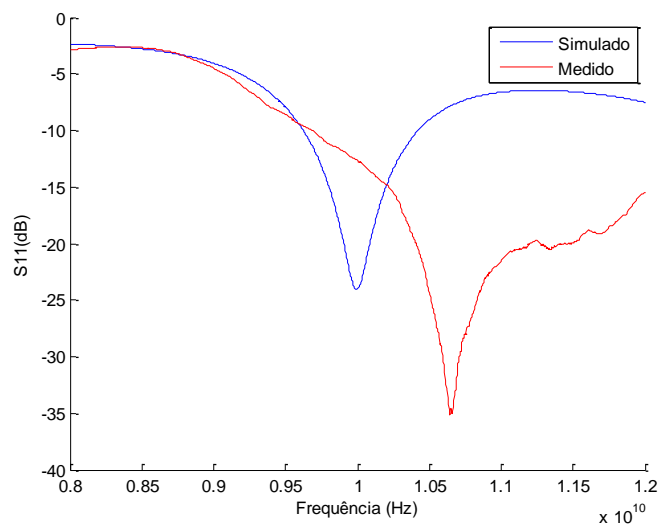


Figura 4.19. Comparação dos parâmetros S_{11} simulado e medido, em espaço livre (protótipo 2).

Segundo pode observar-se na *Figura 4.19* o valor do $S_{11\text{medido}}$ está ligeiramente deslocado da frequência de ressonância ($f_r = 10\text{GHz}$). Por isso, coloca-se uma fita de cobre reforçando o *patch* para melhorar a condutividade da antena. Assim pode ver-se que se corrige o deslocamento que sofria respeito na situação anterior (*Figura 4.20*) e alcança a frequência de ressonância a 10GHz.

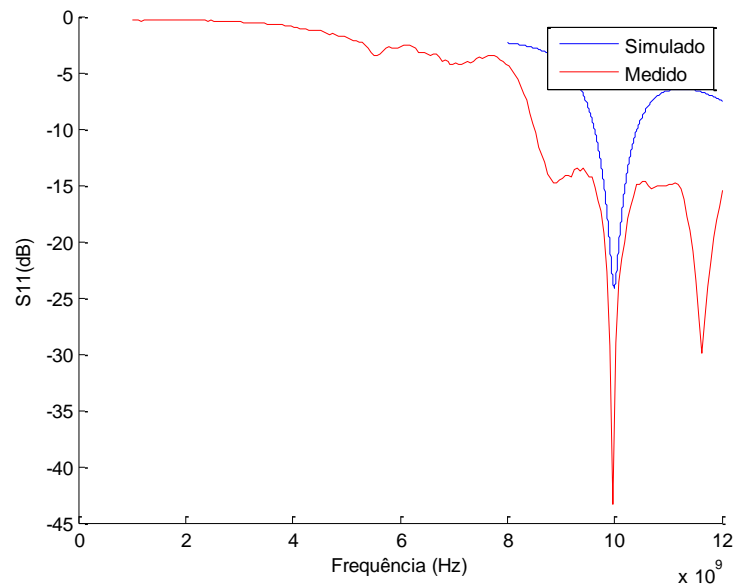


Figura 4.20. Comparação do resultado simulado e medido, em espaço livre, reforçado com fita (protótipo 2).

Finalmente se mediu a antena em espaço livre com o fim de obter seu diagrama de radiação. Quanto aos resultados, não pôde ser caracterizado de forma adequada por causa de uma deficiência do sistema de medição. Pelo fato da antena de transmissão estar em outro prédio, houve uma necessidade de conectá-la ao transmissor através de um trecho de cabo coaxial de 142 m. Este fato obrigou o uso de uma potência alta na saída do amplificador de potência de transmissão, mais pôde não ser suficiente. Esta alta potência de transmissão provavelmente gerou uma interferência no circuito de recepção que, por uma conveniência de medição, estão localizados próximos um do outro (*Figura 4.21*).

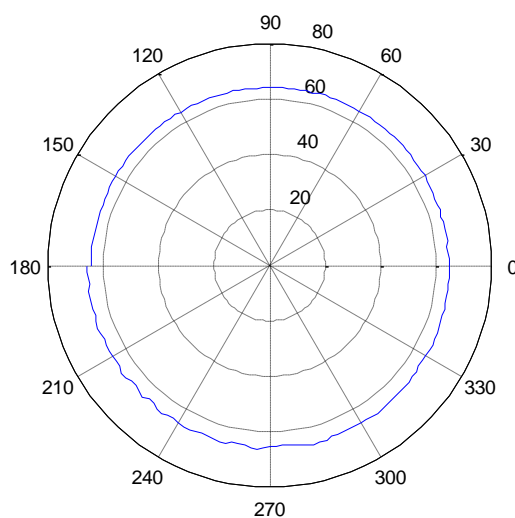


Figura 4.21. Diagrama de radiação medido em espaço livre do protótipo 2.

O ideal seria separar fisicamente os circuitos de transmissão e recepção, para evitar essa interferência, mas, infelizmente, isso não é possível de realizar em nosso laboratório.

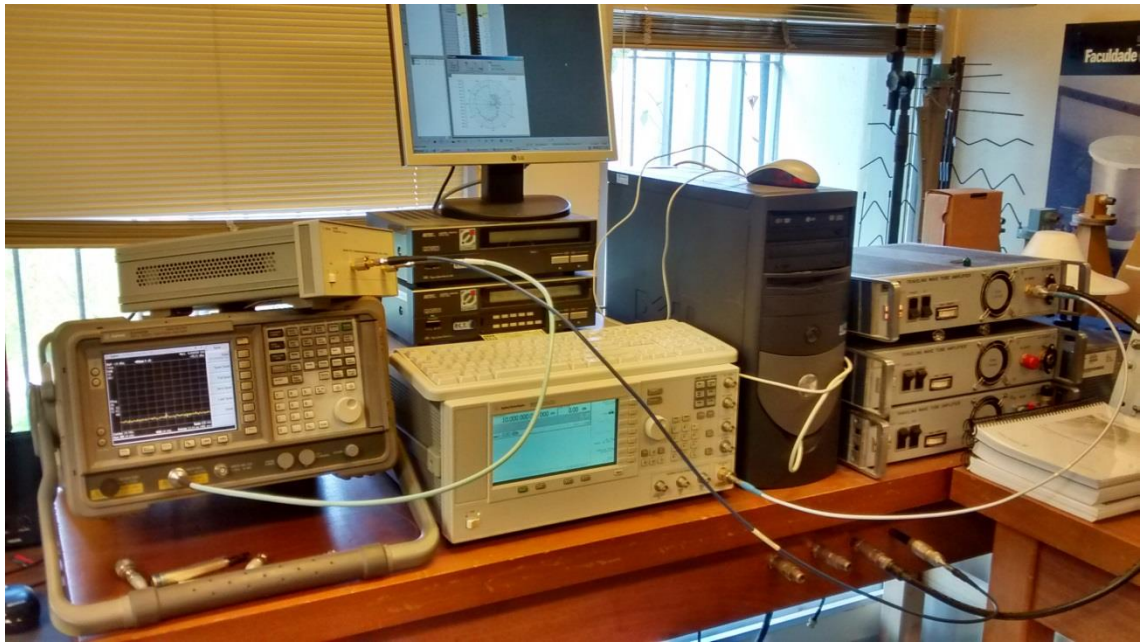


Figura 4.22. Montagem dos sistemas de transmissão e recepção.

Devido a estas circunstâncias particulares se decidiu fazer um protótipo 3.

4.2.3. Protótipo 3

Nesta última concepção foi projetada e construída uma antena de *microfita* de tipo *patches*, esta vez para uma frequência de trabalho inferior 3GHz. Do mesmo modo que as referidas anteriormente, a antena está composta por uma camada dielétrica sobreposta a um plano de terra. Na camada foi utilizado como material dielétrico fibra de vidro (FR-4), com 1.6mm de espessura (h), e permitividade relativa (ϵ_r) de 4.4. Alimentada igualmente pelo método de linha de transmissão.

Esta antena está desenhada para irradiar na faixa de frequência de 3GHz, fazendo com que as dimensões sejam maiores porque a frequência de trabalho diminuiu. Isso pode resultar um problema na integração da antena em determinados sistemas compactos. O design e as dimensões podem apreciar-se na *Figura 4.23*.

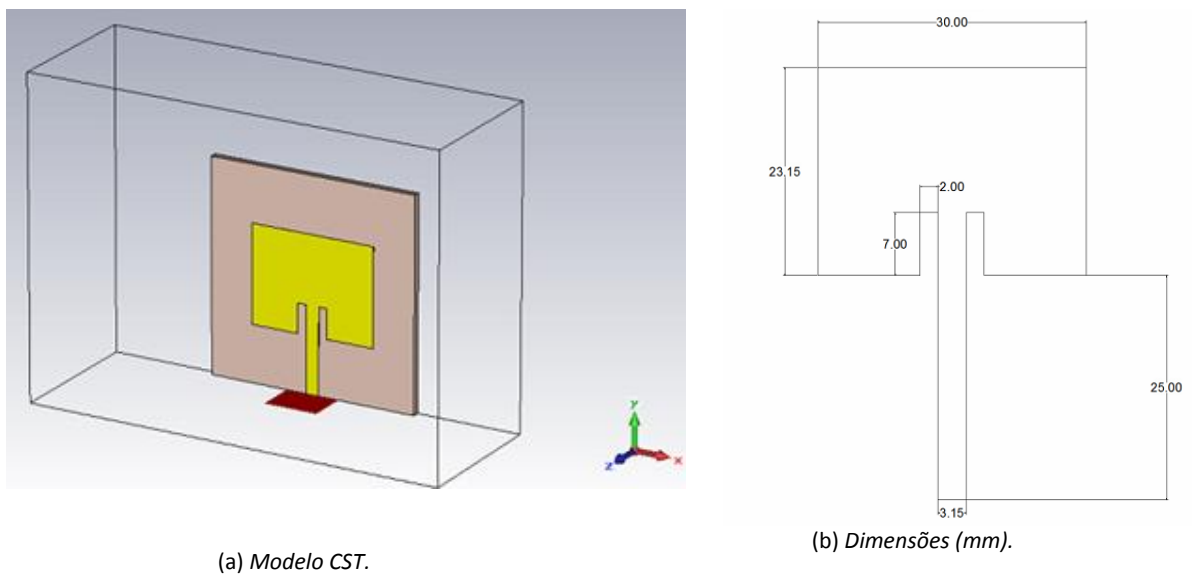


Figura 4.23. Design do protótipo 3.

Os dados mais relevantes da estrutura deste protótipo são os seguintes (*Tabela 4.8*):

Frequência de ressonância (f_r)	3GHz
Nome de substrato	FR-4
Constante dielétrica (ϵ_r)	4.4
$Tan(\delta)$ de perdas	0.025
Espessura do substrato (h)	1.6 mm
Espessura da fita (t)	0.017 mm

Tabela 4.8. Principais características físicas do protótipo 3.

Seguindo os passos da secção 3.4.2 foram obtidas as dimensões da estrutura do *patches*. Para fazer os cálculos necessários de uma maneira mais ágil, foi utilizado o *software* de cálculo numérico *Matlab*.

Largura do <i>patches</i> (W)	30.00 mm
Comprimento do <i>patches</i> (L)	23.15 mm
Largura da guia (w_0)	3.16 mm
Comprimento da guia (l_0)	25.00 mm
x_0	2.00 mm
y_0	7.00 mm

Tabela 4.9. Dimensões após da otimização do protótipo 3.

Na *Figura 4.24* apresenta-se a simulação do parâmetro S_{11} . Pode-se observar que o valor do parâmetro S_{11} para a frequência de ressonância para a qual a antena foi projetada, (3 GHz.) é -22.33dB.

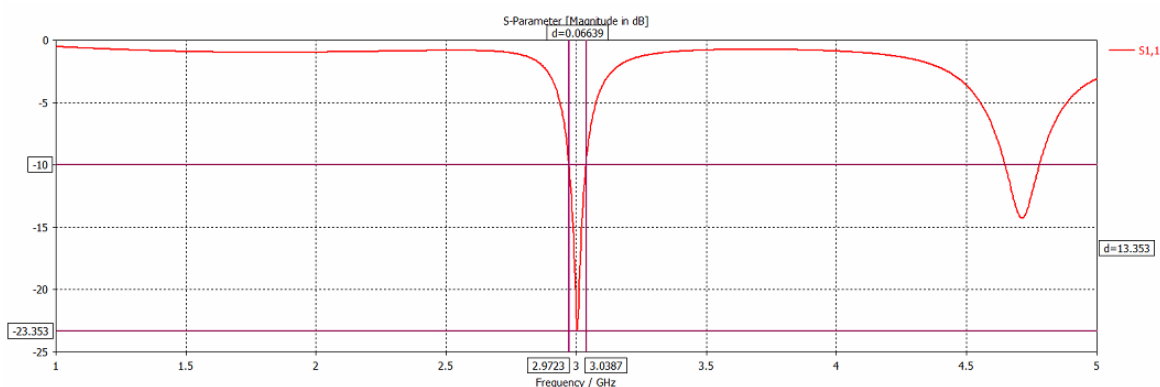


Figura 4.24. Módulo do coeficiente de reflexão de entrada em espaço livre (Simulado) e do protótipo 3.

Dos resultados simulados, pode-se observar que a antena, apresenta uma banda de operação com uma largura de banda (BW) de 66.4 MHz.

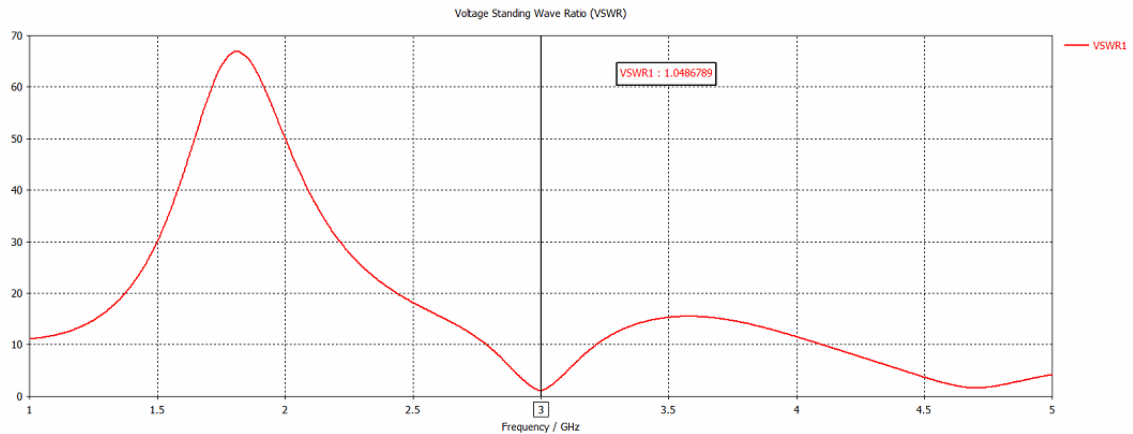


Figura 4.25. VSWR simulado do protótipo 3.

Igualmente, neste caso na *Figura 4.25* pode se apreciar um $VSWR = 1.05$ a 3 GHz considera-se casamento quase perfeito [BAL04].

A seguir (*Figuras 4.26, 4.27, 4.28*), representa o comportamento da antena 3 através do diagrama de radiação, tanto na forma bidimensional (2D) quanto na forma polar (3D), em que ambos representam a diretividade total da antena para o ponto de ressonância, 3 GHz .

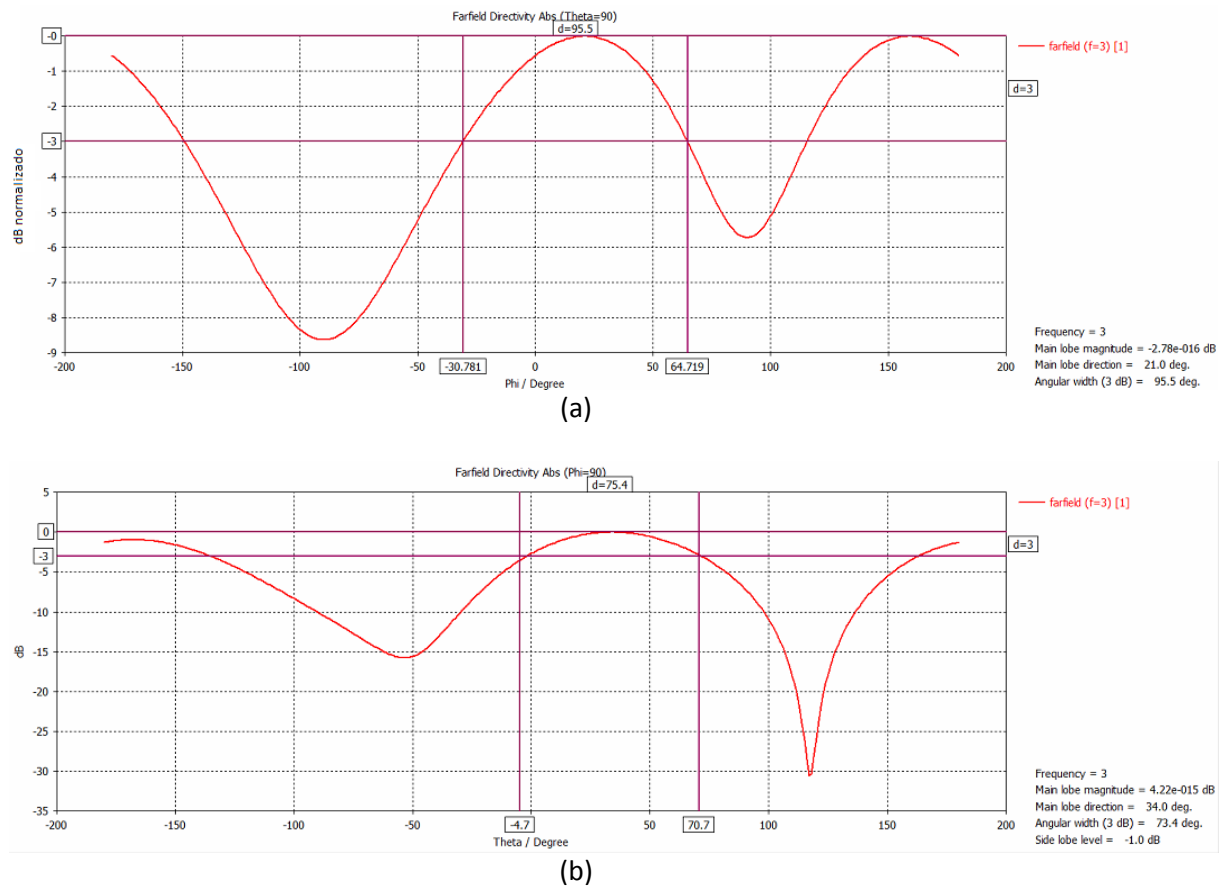


Figura 4.26. Diagrama de radiação em coordenadas cartesianas (2D) da antena simulada em espaço livre (Protótipo 3).
(a) Plano E. (b) Plano H.

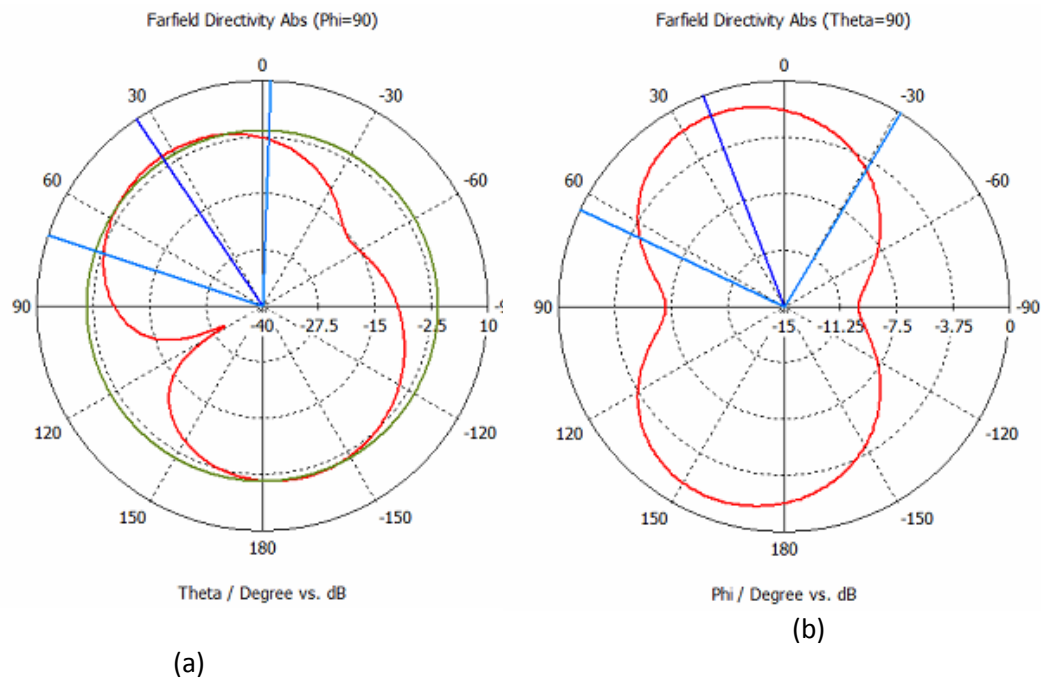


Figura 4.27. Diagrama de radiação em coordenadas polares (2D) da antena simulada em espaço livre (a) Plano E. (b) Plano H (Protótipo 3).

Já que os diagramas são normalizados, são mostrados os valores significativos da simulação na *Tabela* a seguir:

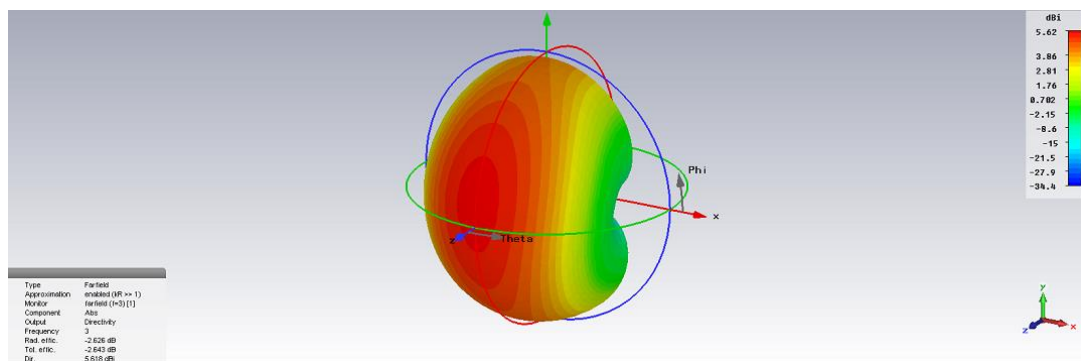


Figura 4.28. Diagrama de radiação em 3D polares da antena simulada em espaço livre (Protótipo 3) simulando com plano infinito de terra.

Impedância de entrada Z_{in}	50 Ω
Diretividade máxima (D)	3.899 dB
Eficiência radiação (η_{rad})	-2.568 dB
Eficiência total (η_T)	-2.593dB
Direção de máximo apontamento (deg) (E)	34
Direção de máximo apontamento (deg) (H)	21
SLL (dB) (E)	-1.0
SLL (dB) (H)	-
BW _{-3dB} E (deg)	73.4
BW _{-3dB} H (deg)	95.5
BW (MHz)	66.4
BW (%)	2.21
S_{11} ($f_r = 3\text{GHz}$)	-22.33 dB
VSWR	1.05 dB

Tabela 10. Principais características físicas do protótipo 3.

Pode-se observar que os resultados deste design são satisfatórios. Tem um BW_{-3dB} grande permitindo trabalhar em um alto rango de frequências.

Neste caso também se construiu e se mediu o protótipo 3. A seguir são apresentadas as medições feitas com o VNA do parâmetro de reflexão desta antena. (Figura 4.29). Assim mesmo, se mostra uma comparação entre os resultados simulados e medidos do parâmetro S_{11} (Figura 4.30).

Contudo, a eficiência total que apresenta a antena é similar comparada com o protótipo anterior. O qual aparentemente não melhora o protótipo 2. No entanto, os resultados das Figuras 4.30 e 4.31 verificam que o design foi bem-sucedido.

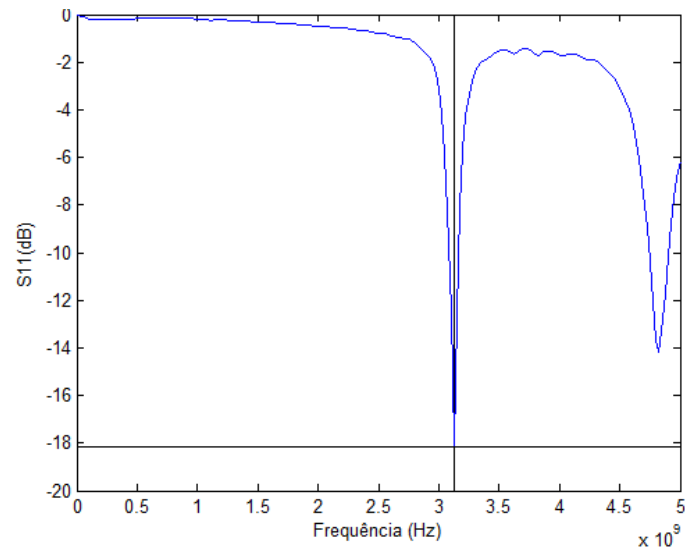


Figura 4.29. Parâmetro S_{11} medido (protótipo 3).

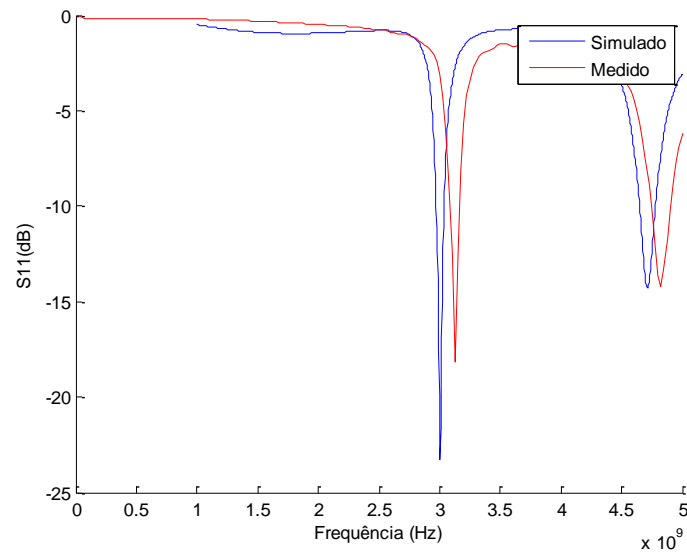


Figura 4.30. Comparação dos parâmetros S_{11} simulado e medido, em espaço livre (protótipo 3).

Para continuar com a validação do design é preciso medir seu parâmetro de reflexão e estabelecer uma comparação com o simulado. Segundo pode ser visto na *Figura 4.30*, ambas as curvas são muito semelhantes. Apenas há um pequeno desvio na frequência de ressonância, mas é aceitável para aprovar o protótipo.

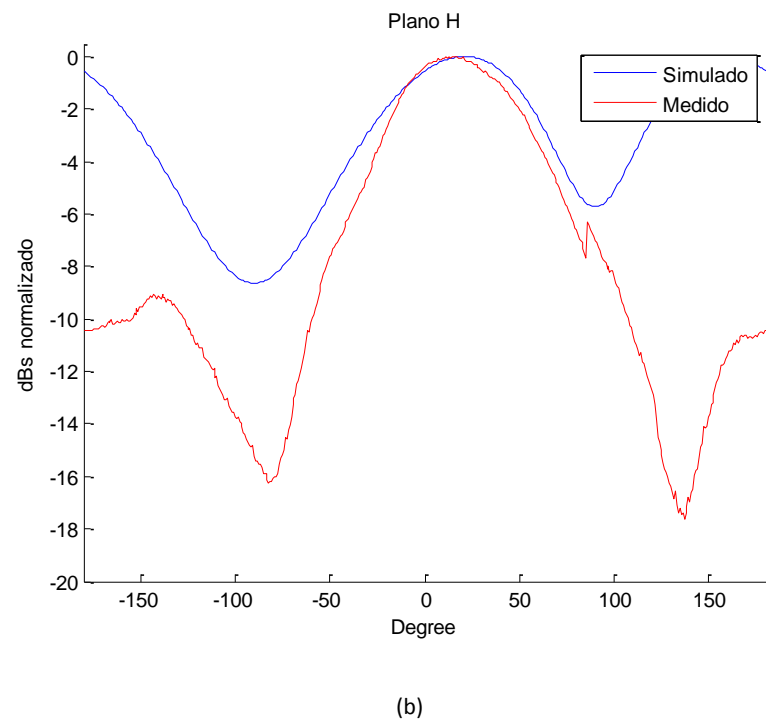
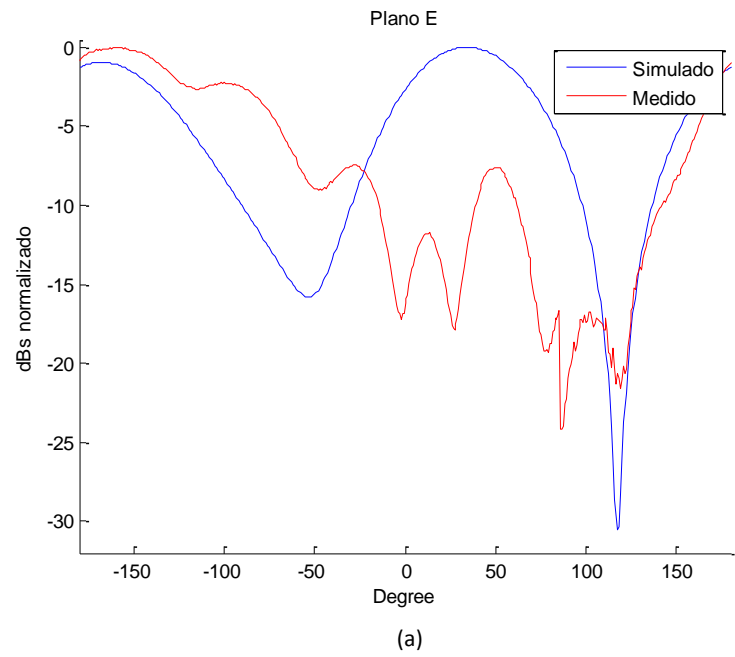


Figura 4.31. Diagrama de radiação normalizados medido e simulado em coordenadas cartesianas. (a) Plano E
(b) Plano H.

Finalmente, mediu-se a antena em espaço livre com o fim de obter seu diagrama de radiação. Os diagramas de radiação mostrados calculados são apresentados na *Figura 4.31*. Tendo em conta estes gráficos, é possível ver que existe uma grande similitude entre as medições simuladas e as medidas. Apesar de ter diferenças e não ser exatamente iguais a tendência das curvas é bem parecida apresentando o lóbulo principal e os lóbulos secundários nas mesmas direções espaciais.

Contudo, as pequenas diferenças existentes podem ser devidas a erros na medição. Um problema habitual é colocar as antenas transmissoras e receptoras não alinhadas corretamente. Assim mesmo, devem estar bem fixas e perpendiculares ao eixo de medição. Outro efeito a levar em conta é o terreno onde são feitos os testes, já que prédios ou outro tipo de obstáculos podem influir negativamente na medida do diagrama da antena. As *Figuras 6.7 e 6.8* mostram a montagem para a medição desta antena.

Para poder comparar adequadamente os diagramas de radiação simulados e os medidos, é necessário que as fronteiras sejam bem definidas para considerar o plano de terra como uma extensão não infinita. Isto é assim porque quando medir a antena, esta faz uma rotação sobre si mesma, radiando também pela sua parte traseira. Este efeito precisa ser considerado na simulação para fazer uma análise correta dos resultados.

4.3. Rede de Alimentação Completa

4.3.1. Divisor de 3 Portas

Como já foi comentado, as larguras da linha de transmissão foram desenhadas para busca o melhor casamento de impedância entre a rede de alimentação e a entrada (50Ω).

Para um divisor de potência, o circuito equivalente será como o design da *Figura 4.31*.

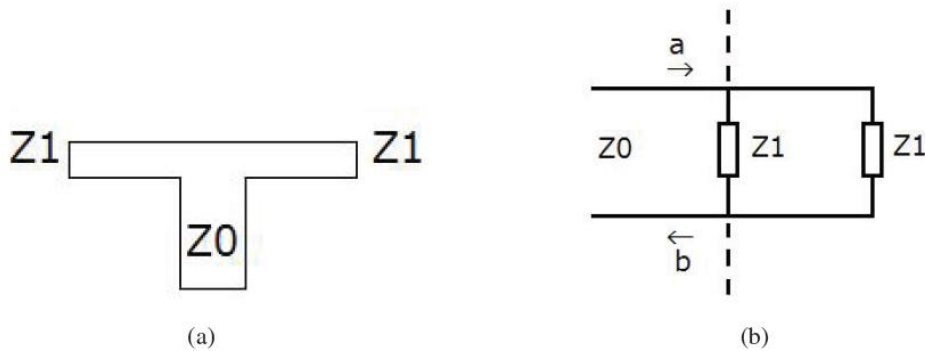


Figura 4.31. (a) Divisor de potência (b) Circuito equivalente

O objetivo é repartir a energia de igual maneira entre as duas portas de saída. Conclui-se que as impedâncias características, para conseguir uma transmissão de potência total, deveram cumprir a seguinte relação:

$$S_{11} = \frac{b}{a} = \frac{Z_1 \parallel Z_1 - Z_0}{Z_1 \parallel Z_1 + Z_0} = 0 \Rightarrow Z_1 \parallel Z_1 = Z_0 \quad (3.1)$$

Para obter uma aproximação das larguras das linhas de transmissão se utilizam as equaciones 3.6, 3.7 y 3.8, para obter $W(Z_1) = 3.16\text{mm}$ y $W(Z_2) = 1.58\text{mm}$.

Após destes primeiros cálculos aproximados, se desenha um divisor com ajuda do software CST e se variam as dimensões das larguras e do chanfro no divisor de potência da *Figura 4.32*, a fim de sua otimização.

Assim, para a otimização em CST se variam as larguras: $1.50\text{mm} \leq W(Z_2) \leq 2.53\text{mm}$ e se escolhe a combinação com os melhores resultados obtidos. Neste caso $W(Z_1) = 3.16\text{mm}$, já que $W(Z_1)$ vem definido pela largura da guia da antena, para que exista casamento. E $W(Z_2 = 1.58\text{mm})$, tal como se observa na *Figura 4.33*.

Dado que se trata de uma estrutura simétrica em ambos os eixos, vale notar que, todas as portas apresentaram mesmas características. Isto é, $S_{21} = S_{31}$, definindo a porta 1 como porta de entrada coaxial de 50Ω .

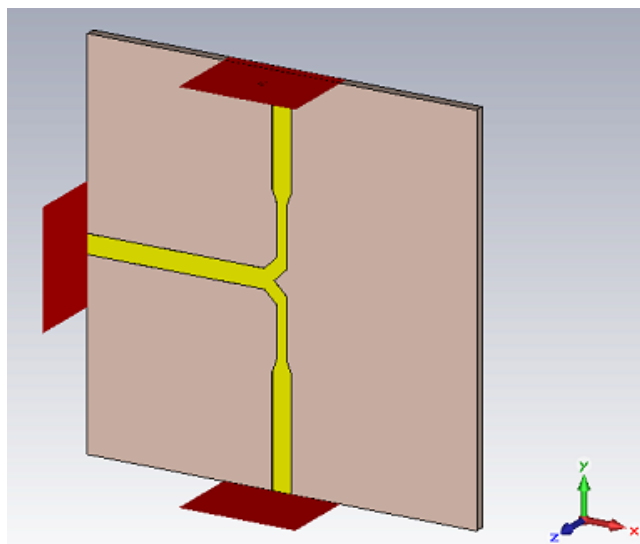


Figura 4.32. Modelo CST

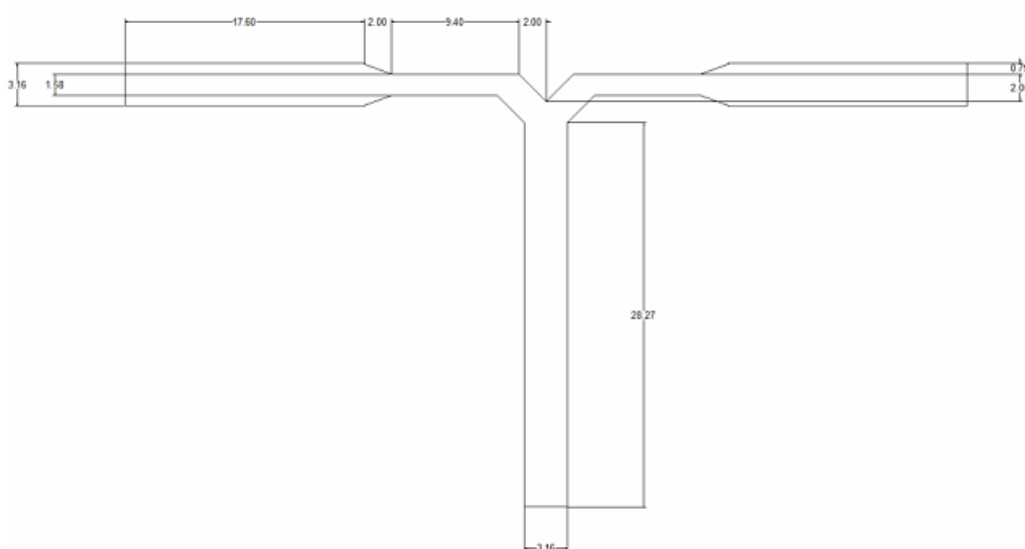


Figura 4.33. Modelo CST do divisor de potência de 3 portas.

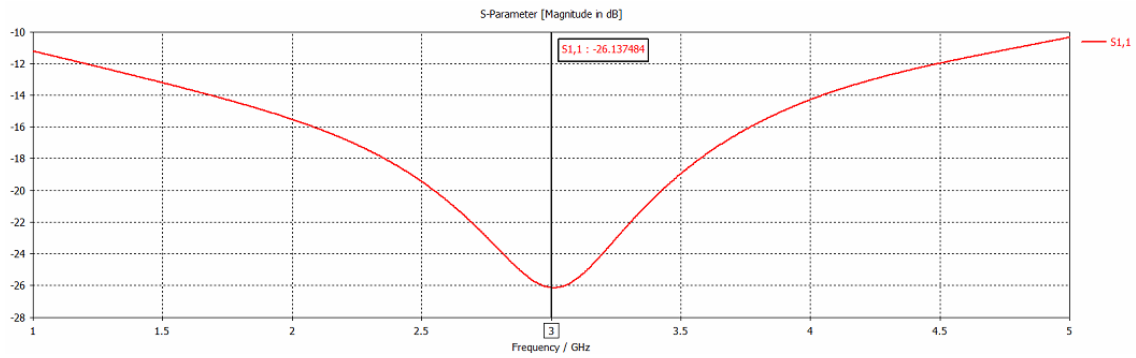


Figura 4.34. Parâmetro S_{11} do divisor de potência em simulação.

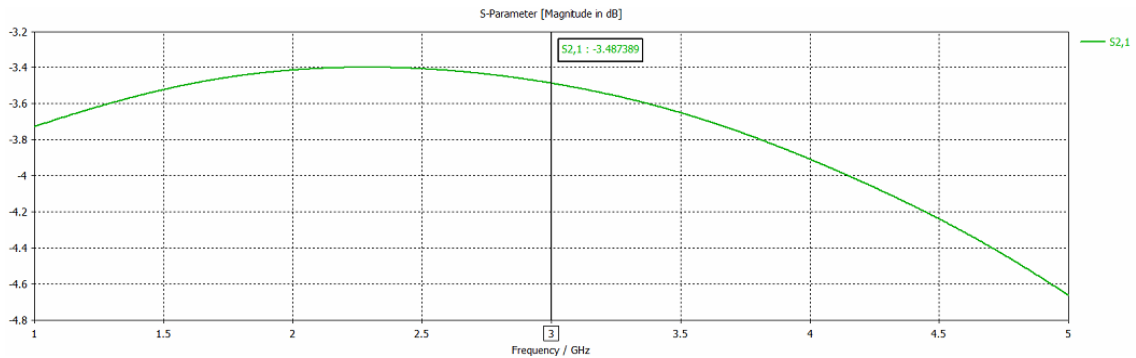


Figura 4.35. Parâmetro S_{21} do divisor de potência em simulação.

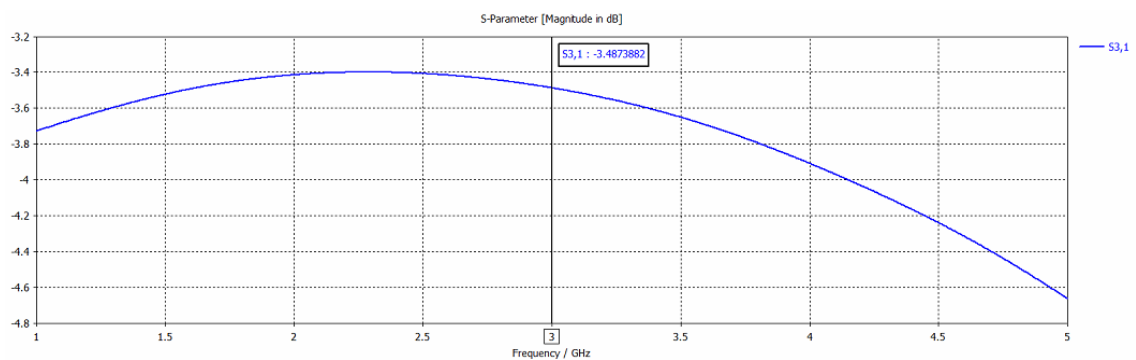


Figura 4.36. Parâmetro S_{31} do divisor de potência em simulação.

Neste caso o interesse é o guiado das ondas eletromagnéticas no substrato e não a radiação como é o caso das antenas. Por isso, interessa que a potência refletida na porta de alimentação seja o menor possível e a metade da potência transmitida seja dividida de igual maneira pelas portas 2 e 3 ($\frac{1}{2}$ da potência que se transmite pela porta 1). Assim, os parâmetros S_{21} e S_{31} devem ser próximos a -3dB . Os valores obtidos são o parâmetro $S_{11} = -26.14\text{dB}$ e $S_{21} = S_{31} = -3.5\text{dB}$ o qual são resultados aceitáveis segundo o esperado.

5. Fabricação

No que se refere à fabricação, foram tentadas diversas técnicas até atingir um resultado satisfatório. No primeiro lugar tentou-se a construção mediante um procedimento de exposição de raios ultravioleta. Com a utilização de uma lâmpada de raios UV usada para sensibilização do papel fotoresistivo para revelar a máscara da antena sob a placa de substrato. Mais depois de uma exposição prolongada a máscara não ficou fixada na placa. É possível que a intensidade da luz ou as condições de iluminação não foram as mais adequadas, por isso foi preciso tentar outro processo diferente de fabricação.

Posteriormente se utilizou outro procedimento caseiro mesmo. A fabricação consiste de esquecer a placa de substrato com a ajuda de um ferro, e tentar aderir a máscara impressa no papel couchê na placa mesma. Em seguida, retirar o papel sobrando (que não tem parte de máscara) mergulhando a placa em água. Mas, infelizmente este jeito também não resultou, já que a máscara não se fixava à placa e o papel saía todo.

Estas tentativas errôneas provocaram uma grande demora nos processos seguintes de teste e foi determinante para não completar a fabricação do arranjo.

Assim, finalmente se decidiu utilizar o método de fotolitografia ultravioleta com a ajuda do equipamento presente nos laboratórios CCS da Unicamp para a fabricação de circuitos impressos.

5.1. Método Elaboração Usando Fotolitografia Ultravioleta

A seguir o procedimento utilizado na fabricação das antenas:

1. Limpar o substrato com acetona e álcool isopropílico.
2. Definir a rotação giratória a 4000 rpm.
3. Aplicar 8 gotas de AZ1518 fotoresistivo
4. Espalhar o fotoresistivo girando substrato por 30 s.
5. Colocar o substrato numa placa quente a 90 ° C durante 1 min.
6. Definir a máscara impressa no substrato e pressioná-lo com um vidro no alinhador de máscara Karl Zuss - MJB3.
7. Ajustar a altura do substrato a fim de deixar o substrato em contato com a máscara.
8. Expor a luz UV durante 21 s com a lâmpada fixada em 10 mW / cm²

9. Mergulha-se o substrato no AZ 300 MIF desenvolvedor durante 20 s para revelar a máscara.

10. Imergir o substrato em água deionizada de modo a parar o processo e revelador e secar o substrato com nitrogênio.

11. Colocar o substrato em uma placa quente a 110 ° C durante 30 minutos imediatamente antes da corrosão.



Figura 5.1. Passos 2-4.

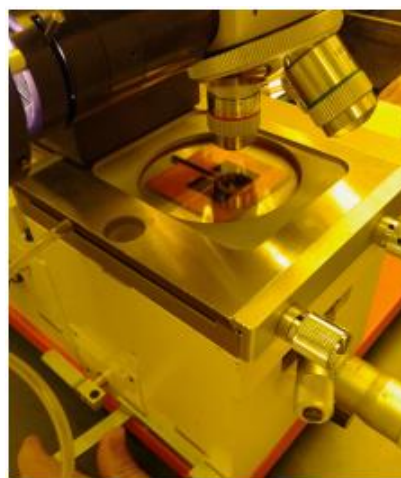


Figura 5.2. Passo 6-7.

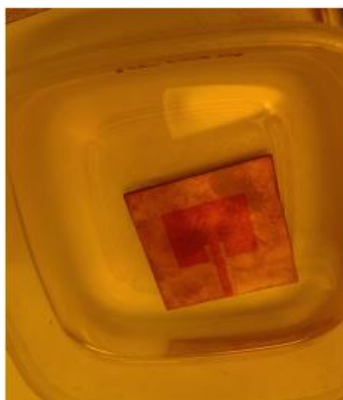


Figura 5.3. Passo 9.

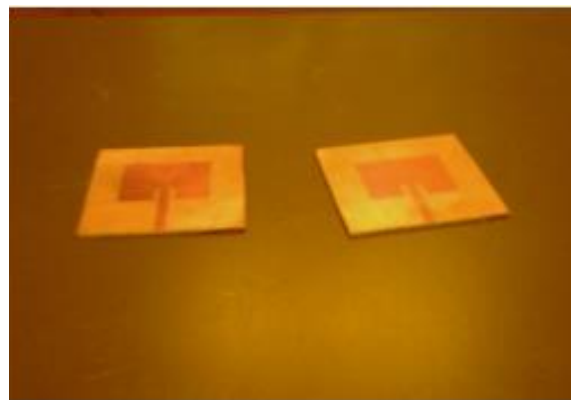


Figura 5.4. Passo 11.

6. Medição

6.1. Parâmetro S_{11}

Como já foi comentado na secção 2.5, o parâmetro S_{11} é a relação de tensão da onda refletida e da onda incidente na porta de entrada. O parâmetro dá uma ideia da adaptação na porta, isto é, a quantidade de energia que atravessa a porta e a que é refletida. Para poder medir este parâmetro se utilizou um analisador de redes, VNA (*Vector Network Analyzer*), modelo E5071C do fabricante Agilent, como se mostra na *Figura 6.1*.



Figura 6.1. Analisador de redes: Agilent Technologies E5071C 300KHz-20GHz ENA SERIES.

O analisador de redes permite medir os parâmetros S de redes passivas e ativas.

- Opera como um receptor de 2 a 4 canais de micro-ondas. Dispõe de um *Gerador de Sinais* de micro-ondas, que pode comutar-se a FWD o REV (Direito o Inverso segundo os parâmetros a medir).

- Processa a informação de magnitude e fase das ondas transmitidas e refletidas de uma rede.

- As medições se realizam dentro de uma banda de frequência empregando um varrimento de frequência com PLL.

- Dispõe da capacidade de simular a carga de referência.

-Um refletômetro de 4 portas mostra as ondas transmitidas, incidentes e refletidas. Mediante um mecanismo de comutação se cambia a porta selecionado, de entrada o de saída.

-Quatro canais conversores duais de frequência trasladam os sinais para uma primeira *Frequência Intermedia FI* de 20 MHz e na segunda conversão para uma FI de 100 KHZ.

-Os sinais detectados digitalizam-se e processam em um computador integrado no equipo de medição. Uma das partes importantes do processamento é a compensação de erros, cujos fatores são determinados em um processo de calibração prévio, e depois cada medição é afeitada por estes fatores.

-A informação obtida se mostra em uma pantalla gráfica.

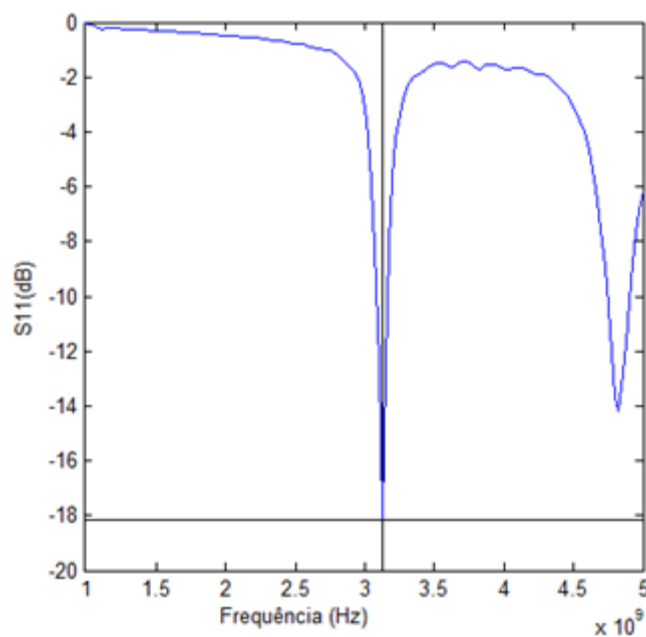


Figura 6.2. Parâmetro S11 medido na faixa entre 1GHz- 5GHz.

Antes da medição do módulo do coeficiente de reflexão de entrada, $|S_{11}|_{dB}$, é necessário fazer uma calibração do cabo (*Figura 6.3a*). As montagens utilizadas nas medições encontram-se na *Figura 6.3b*. O kit de calibração utilizado mostra-se na *Figura 6.4*.

Na *Figura 6.3a* podemos observar o esquema de montagem usado na determinação do $|S_{11}|_{dB}$. Na *Figura 6.3b* é apresentado o analisador vetorial E5071C (VNA). Antes de fazer as medições é necessário fazer uma calibração do VNA. Para esta calibração foi utilizado o kit de calibração: 85052D 3.5mm Agilent (*Figura 6.3*). Esta calibração é necessária para se obter o $|S_{11}|_{dB}$ da antena à saída do conector SMA (ver esquema da *Figura 6.3a*), permitindo desta forma resultados experimentais, mais próximos das simulações.

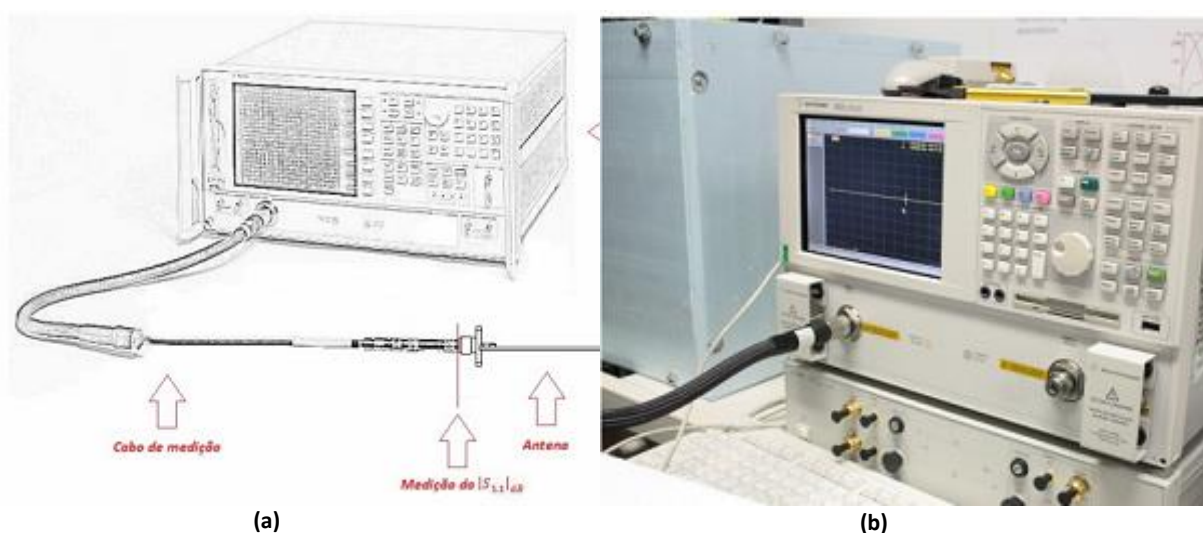


Figura 6.3. Montagem para a medição do $|S_{11}|_{dB}$ da antena em espaço livre: (a) Esquema da montagem (b) Montagem real.



Figura 6.4. Kit de calibração: 85052D 3.5mm Agilent.

Depois de realizadas as medidas do $|S_{11}|_{dB}$ da antena em espaço livre, é retirado do VNA e colocado em ficheiros de texto diferentes os dados de cada uma das medições. Estes ficheiros são por sua vez carregados num *script* em Matlab para representar as do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido para a frequência de interesse, 3 GHz. (ficheiro de texto com 2001 pontos).

Por sua parte, na *Figura 6.5* observa-se como as formas dos parâmetros S_{11} medidos e simulados têm certa semelhança. Além disso, pode se apreciar que existe uma diferença entre o valor medido e o simulado, onde o medido é ligeiramente pior. O S_{11} medido é pelo menos 4dB superior que o simulado, Estes desajustes podem ser devidos à fabricação e as imprecisões nas medidas, além das perdas adicionadas..

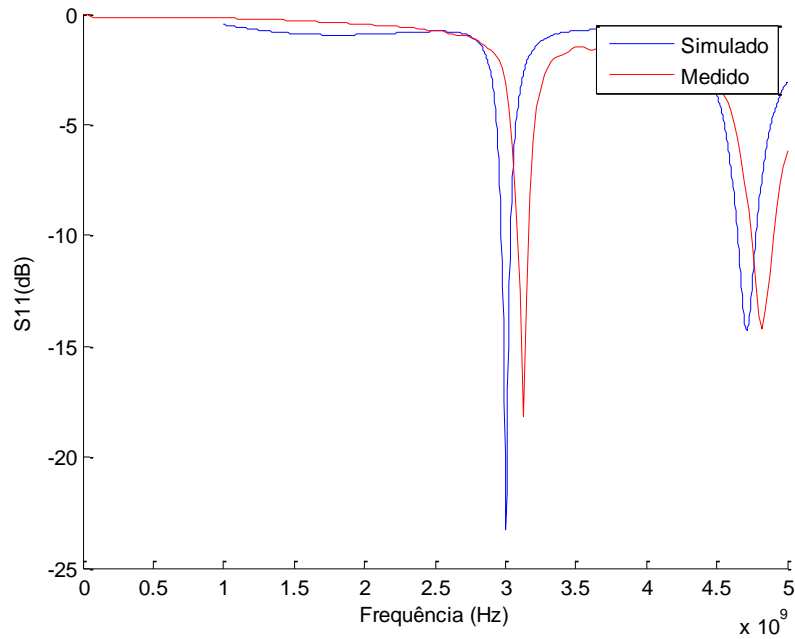


Figura 6.5. Parâmetro S_{11} simulado e medido para a frequência de 3GHz.

A montagem utilizada para fazer as medições em espaço livre do Protótipo 2 é mostrada na *Figura 6.6*. A montagem está equipada de nossa antena como antena receptora colocada em um posto de aproximadamente 10-15 metros de altura. O posto está dotado de um suporte motorizado capaz de fazer girar a antena no espaço todo para medir o diagrama de radiação corretamente. Por sua vez, a antena transmissora está situada no terraço de outro prédio, existindo uma necessidade de conectá-la ao transmissor através de um trecho de cabo coaxial de 142 m. até o laboratório onde está à equipe de medição. (*Figura 4.29*).

No entanto, quando foi necessário fazer os testes para caracterizar a antena do protótipo 3, infelizmente não foi mais possível em virtude da obra do novo prédio anexo a FEEC.

Este prédio está situado no caminho de propagação entre a antena de transmissão e a antena sob teste. Suas colunas de concreto armado já estão na altura da torre, onde fica a antena sob teste. Por isto, qualquer teste de campo, realizado nessas condições não produzirá resultados confiáveis, em virtude da interferência da estrutura (reflexões não desejadas) sob a antena de teste.

A estrutura da torre de teste será retirada proximamente do local por ficar no caminho por onde passará as conexões de esgoto do prédio. Talvez no futuro, seja construído um outro site para testes de campo, dependendo do interesse dos professores/laboratórios em viabilizá-lo. Por enquanto, infelizmente, não se dispõe mais de um site para caracterização de antenas em campo aberto.



Figura 6.6. Antena transmissora na montagem de medição em espaço livre para o protótipo 2.

Por isso, foi necessário utilizar um sistema móvel para fazer as medições do protótipo 3. (*Figura 6.7*, *Figura 6.8*). O maior inconveniente que apresenta esta montagem é as possíveis reflexões que puderam existir devido à proximidade de prédios, árvores ou outros elementos de grandes dimensões. Mais como as medições foram feitas para uma distancia mais o menos de 3 metros, os raios refletidos que são captados pela antena tem um nível de potência desprezível comparado com o sinal principal.



Figura 6.7. Montagem para realizar as medições em espaço livre do protótipo 3.



Figura 6.8. Colocação da antena na montagem para realizar as medições em espaço livre do protótipo 3.

7. Conclusões

O objetivo principal deste trabalho foi desenhar um arranjo de nanoantenas. Mais infelizmente por diversas situações dificultaram completar sua fabricação. Numerosos inconvenientes surgidos durante o projeto (fornecimento com o substrato inicial, diversas tentativas de fabricação, problemas com a medição em espaço livre...) não foi possível finalizar com sucesso a parte corresponde ao arranjo final.

No entanto, foi desenhado com sucesso uma das nanoantenas do arranjo. Para este propósito foram desenhados 3 protótipos diferentes de antenas até atingir um protótipo adequado. Não há dúvida que um substrato com melhores propriedades eletromagnéticas melhora significativamente as propriedades da antena (como o AD 250 do protótipo 1) mais trabalhando com o RF-4 a uma frequência de 3GHz mais baixa o comportamento da antena é aceitável.

Um efeito direito que produz esta mudança de frequência é o aumento das dimensões do *patch*. Isto pode ser um problema para certas aplicações com sistemas embebidos onde o tamanho tem um papel crítico.

Quanto à fabricação, pode determinar-se que o procedimento é bastante bom. Os valores medidos e simulados do protótipo 3 são em geral muito similares, e a tendência seguida tanto os parâmetros quanto o padrão de radiação é a desejada. As pequenas disparidades que existem entre os valores simulados e medidos podem dever-se principalmente as duas razões. A primeira, e talvez a menos significativa, pode ser a imprecisão na medição. As dispersões, difrações, reflexões e refração das ondas eletromagnéticas nos prédios e estruturas próximas podem influir de maneira determinante na medição final da antena. Assim como não alinhar com grande precisão as antenas, a polarização o virar a posição no câmbio da antena calibrada pela antena a medir podem ocasionar pequenas variações na medida. O segundo motivo, e provavelmente mais importante, são as imprecisões na fabricação. Foi mostrado ao longo do processo todo que embora de trabalhar com frequências relativamente baixas, variações no tamanho de longitudes muito pequenas na estrutura têm grande impacto nos parâmetros finais. É possível melhorar os resultados se a fabricação for mais precisa.

Finalmente, pode concluir-se que a validez dos resultados da antena fornece uma base segura para seguir com o design final do arranjo no futuro.

8. Sugestões para Trabalhos Futuros

Como já foi comentado, Infelizmente não foi possível a fabricação e o teste do arranjo final. Assim a primeira sugestão é realizar o arranjo e estudar seu comportamento. Pode-se também desenhar outras geometrias de *patches* tais como trapezoidal, triangular, circular, etc. para tentar atingir melhoras das suas propriedades de transmissão. Também é interessante estudar e analisar diferentes substratos em relação a sua permitividade, sua espessura e seus efeitos com a largura de banda e a eficiência de radiação. Realizar diferentes composições com arranjos de antenas inteligentes a fim de possibilitar uma dinâmica no feixe de propagação, modificando a disposição dos elementos na composição (assimétricos, aperiódicos, espirais, etc.). Assim mesmo poderiam desenhar-se redes de alimentação mais eficientes para ter menos perdas de potência em arranjos de grandes dimensões. Definitivamente existem inúmeras melhoras que podem ser estudadas neste campo para diferentes e novas aplicações que estão surgindo.

Referências Bibliográficas

[BAL04] C. A. BALANIS, Antenna Theory: Analysis and Design, 3a ed., John Wiley & Sons, USA, 2004.

[POZ11] D. M. POZAR, Microwave Engineering, 4a ed., John Wiley & Sons, USA, 2011.

[CAR02] A. CARDAMA, Antenas, 2a ed, UPC, 2002

[BHA01] P. BHARTIA, R. GARG, I. BAHL, A. ITTIPOON, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, London, 2001.]

[BHA91] P. BHARTIA, K.V.S. RAO, R.S.TOMAR, Milimeter-wave *microstrip* and printed circuit antennas, Norwood, Artech House, 1991.

[ZÜR95] J.F. ZÜRCHER, F.E. GARDIOL, Broadband *patches* antennas, Boston, Artech House, 1995.

[GOD01] L. C. GODARA (EDITOR), Handbook of Antennas in Wireless Communications, Cap. 6, CRC Press, USA, 2001.

[LEE11] K. F. LEE, K.M.LUCK, *Microstrip Patches Antennas*, Imperial College Press, USA, 2011.

[1] O'BRIEN, D.; LE MINH, H.; FAULKNER, G.; WOLF, M.; GROBE, L.; LI, J.; BOUCHET, O. High data-rate infra-red optical wireless communications: Implementation challenges. In: . IEEE, c2010. p. 1047–1051.

[2] WANG, K.; NIRMALATHAS, A.; LIM, C.; SKAFIDAS, E. Ultra-broadband indoor optical wireless communication system with multimode fiber. Optics Letters, v. 37, n. 9, p. 1514, Apr. 2012.

[3] VUCIC, J.; LANGER, K.-D. High-Speed Visible Light Communications: State-of-the-Art. In: . Optical Society of America, c2012. p. OTh3G.3.

[4] SU, T.; SCOTT, R. P.; DJORDJEVIC, S. S.; FONTAINE, N. K.; GEISLER, D. J.; CAI, X.; YOO, S. J. B. Demonstration of free space coherent optical communication using integrated silicon photonic orbital angular momentum devices. Optics Express, v. 20, n. 9, p. 9396–9402, Apr. 2012. PMID: 22535028.

[5] WANG, K.; NIRMALATHAS, A.; LIM, C.; SKAFIDAS, E.; ALAMEH, K. High-speed free-space based reconFigurable card-to-card optical interconnects with broadcast capability. Optics Express, v. 21, n. 13, p. 15395–15400, 2013.

[6] ZHAO, Y.; YANG, X.; CAI, Q.; HU, W. An Optimized Scheme for Optical Phased Array Beam Steering Controlled by Wavelength. PIERS Online, v. 3, n. 2, p. 127–131, 2007.

[7] VAN ACOLEYEN, K.; ROGIER, H.; BAETS, R. Two-dimensional optical phased array antenna on silicon-on-Insulator. Optics Express, v. 18, n. 13, p. 13655, June 2010. 14

- [8] DOYLEND, J. K.; HECK, M. J. R.; BOVINGTON, J. T.; PETERS, J. D.; COLDREN, L. A.; BOWERS, J. E. Two-dimensional free-space beam steering with an optical phased array on silicon-on-insulator. *Optics Express*, v. 19, n. 22, p. 21595, Oct. 2011.
- [9] YAACOBI, A.; TIMURDOGAN, E.; WATTS, M. R. Vertical emitting aperture nanoantennas. *Optics Letters*, v. 37, n. 9, p. 1454, Apr. 2012.
- [10] MALHEIROS-SILVEIRA, G. N.; GABRIELLI, L. H.; CHANG-HASNAIN, C. J.; HERNANDEZ-FIGUEROA, H. E. Breakthroughs in Photonics 2013: Advanc.
- [10] MALHEIROS-SILVEIRA, G. N.; GABRIELLI, L. H.; CHANG-HASNAIN, C. J.; HERNANDEZ-FIGUEROA, H. E. Breakthroughs in Photonics 2013: Advances in Nanoantennas. *IEEE Photonics Journal*, v. 6, n. 2, p. 1–6, Apr. 2014.
- [11] DEROSE, C. T.; KEKATPURE, R. D.; TROTTER, D. C.; STARBUCK, A.; WENDT, J. R.; YAACOBI, A.; WATTS, M. R.; CHETTIAR, U.; ENGHETA, N.; DAVIDS, P. S. Electronically controlled optical beam-steering by an active phased array of metallic nanoantennas. *Optics express*, v. 21, n. 4, p. 5198–208, Mar. 2013.
- [12] SUN, J.; TIMURDOGAN, E.; YAACOBI, A.; HOSSEINI, E. S.; WATTS, M. R. Large-scale nanophotonic phased array. *Nature*, v. 493, n. 7431, p. 195–199, Jan. 2013.
- [13] SUN, J.; HOSSEINI, E. S.; YAACOBI, A.; COLE, D. B.; LEAKE, G.; COOLBAUGH, D.; WATTS, M. R. Two-dimensional apodized silicon photonic phased arrays. *Optics Letters*, v. 39, n. 2, p. 367, Jan. 2014.
- [14] KWONG, D.; HOSSEINI, A.; COVEY, J.; ZHANG, Y.; XU, X.; SUBBARAMAN, H.; CHEN, R. T. On-chip silicon optical phased array for twodimensional beam steering. *Optics Letters*, v. 39, n. 4, p. 941–944, Feb. 2014.
- [15] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, Std 145-1983, Revision of ANSI/IEEE Std 145-1973.
- [Web1]. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=29086>
- [Web2] <https://imageserv10.team-logic.com/mediaLibrary/303/AD250C.pdf>